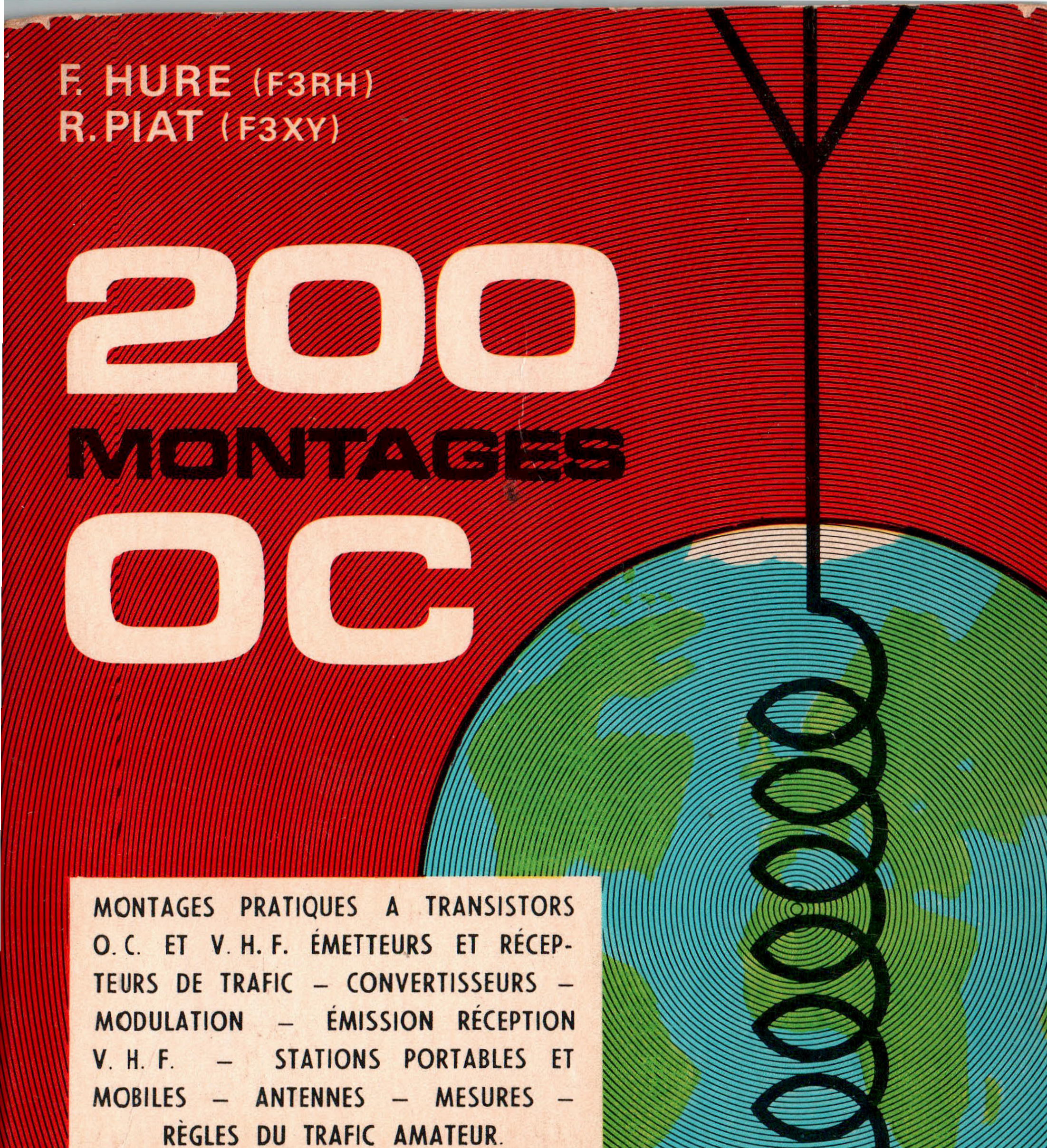


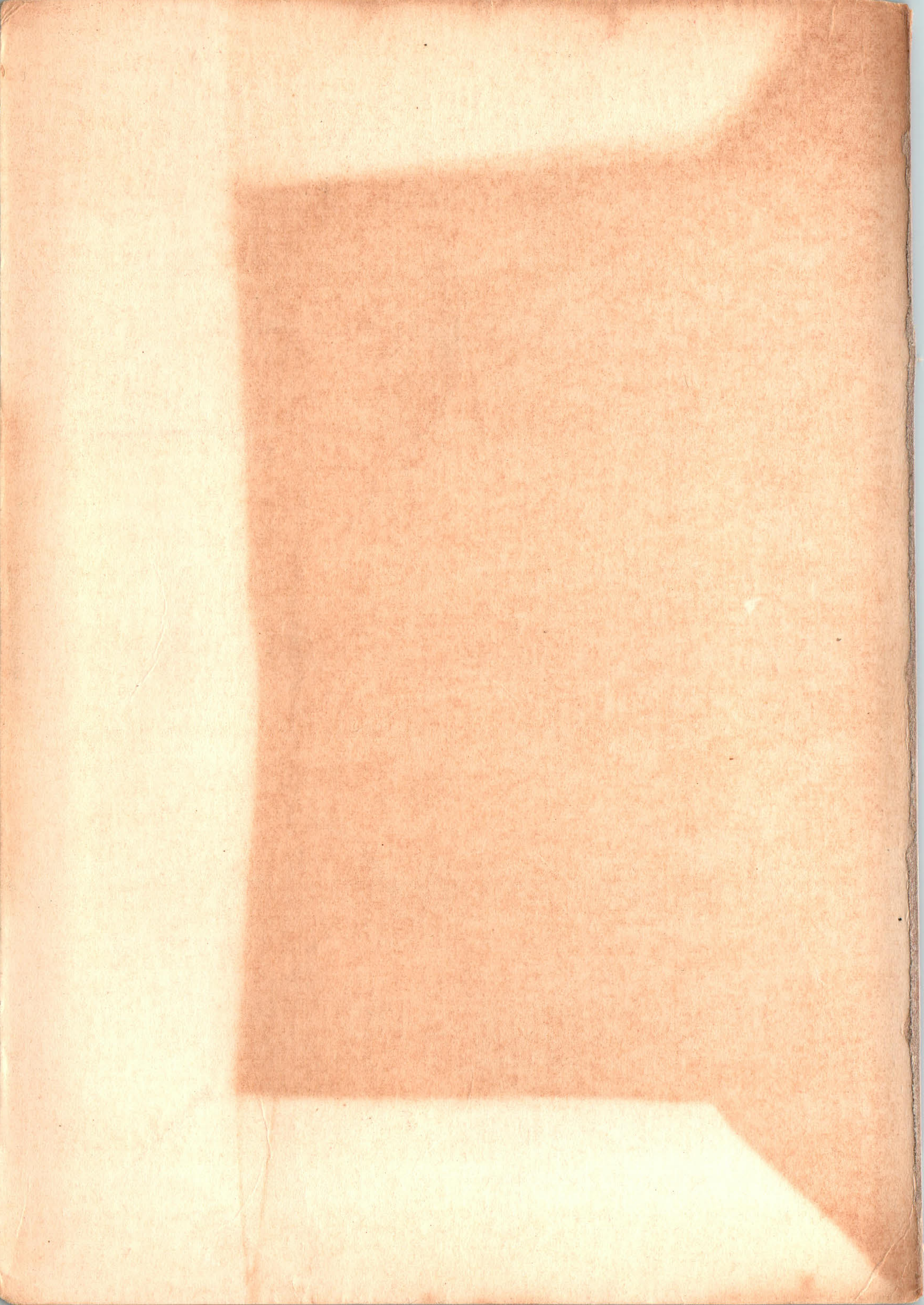
F. HURE (F3RH)
R. PIAT (F3XY)

200 MONTAGES OC

MONTAGES PRATIQUES A TRANSISTORS O. C. ET V. H. F. ÉMETTEURS ET RÉCEPTEURS DE TRAFIC – CONVERTISSEURS – MODULATION – ÉMISSION RÉCEPTION V. H. F. – STATIONS PORTABLES ET MOBILES – ANTENNES – MESURES – RÈGLES DU TRAFIC AMATEUR.

7e édition

Editions Techniques et Scientifiques Françaises



200
MONTAGES
Ondes courtes
à transistors



FERNAND HURÉ F3RH
ET
ROBERT PIAT F3XY

200 MONTAGES

Ondes courtes à transistors

LA RÉCEPTION ET L'ÉMISSION D'AMATEURS

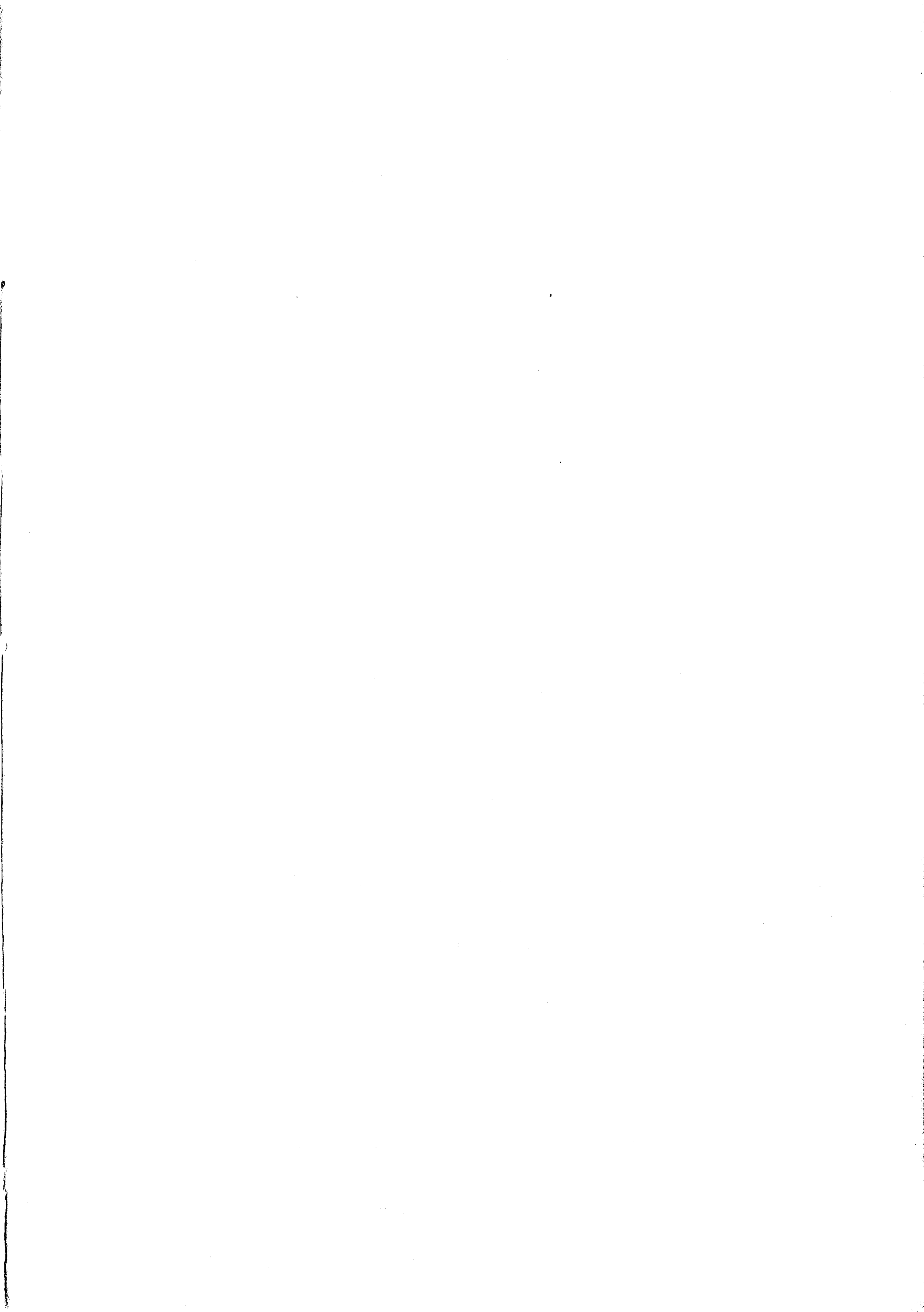
à la portée de tous

7e édition

Diffusion :

AGENCE PARISIENNE DE DISTRIBUTION

43, rue de Dunkerque, 75010-PARIS



AVANT-PROPOS

Avec cette septième édition, nous avons voulu présenter un ouvrage neuf.

Comme nous nous plaisons à découvrir chaque jour des composants nouveaux, merveilles d'une technique en progrès gigantesques (diodes, transistors, varactors, circuits intégrés), nous avons accordé une large place à des réalisations modernes.

Aussi, avons-nous éliminé les montages à tubes que certains jugent démodés, notamment en réception. Toutefois, en émission, des puissances importantes ne peuvent encore être obtenues qu'avec des tubes. Ceux-ci ont été conservés dans la plupart des étages de puissance.

Autre innovation : nous ne traiterons pas dans cet ouvrage des montages VHF et des Antennes, ces sujets conduisant à de longs développements qui font l'objet d'ouvrages spécialisés (1).

Notre but reste toujours le même, modeste et ambitieux à la fois. Modeste parce que cet ouvrage veut rester simple et pratique et ne fait appel à aucune connaissance mathématique particulière. Ambitieux, car nous nous sommes efforcés de faire de cette septième édition un traité permettant à l'amateur de réaliser de ses mains, tout son équipement, sans tenter des expériences parfois décevantes, toujours onéreuses.

La première partie la plus importante par son développement, s'attache à passer en revue tous les montages pratiques d'émetteurs et de récepteurs du plus simple au plus élaboré. De nombreuses réalisations ont été effectuées par les auteurs eux-mêmes tandis que d'autres ont été empruntées à des revues dont le sérieux fait autorité et en tête desquelles nous citerons « Radio REF », organe mensuel du Réseau des Emetteurs Français, dont nous sommes heureux de saluer ici l'apport précieux. Nous nous devons également de manifester notre gratitude aux auteurs qui nous ont adressé des documents du plus haut intérêt. Cette collaboration nous a permis d'atteindre le but que nous nous sommes fixé : offrir à l'amateur des montages éprouvés bénéficiant de l'expérience d'amateurs chevronnés.

C'est ainsi que nous pouvons nous flatter de présenter dans ces pages une documentation unique, par sa qualité comme par sa diversité.

Tous les chapitres en ont été revus et modernisés. Nous avons particulièrement multiplié les réalisations équipées de transistors, les descriptions de stations utilisant la BLU.

La seconde partie est consacrée au guide du trafic, aux formalités à remplir pour le dépôt d'une demande d'autorisation, au programme de l'examen d'opérateurs, aux préfixes de nationalité, codes, diplômes, etc. ainsi qu'à la législation en vigueur, y inclus les nouvelles dispositions relatives au droit à l'antenne.

Et nous nous sommes attachés à rester simples de manière à mieux faire connaître les joies saines et pures de l'émission d'amateur.

Notre satisfaction serait grande d'y avoir réussi. Le succès des éditions précédentes ne pouvait que nous encourager dans cette voie et c'est pourquoi nous avons repris, en la complétant, une formule qui a fait ses preuves et qui a été à l'origine de nombreuses vocations d'O.M. en mettant, avec beaucoup plus de 200 *montages OC, la réception et l'émission d'amateurs à la portée de tous.*

Robert PIAT (F3XY) - Fernand HURÉ (F3RH).

---

(1) Voir « VHF à transistors » de R. Piat, « Les Antennes » de R. Brault et R. Piat.



INTRODUCTION

Qu'est-ce que l'Émission d'Amateur

En parcourant le cadran de votre récepteur de radiodiffusion, il vous est peut-être arrivé d'entendre, aux environs de 20 ou 40 mètres, des conversations assez singulières, comprenant des termes techniques et des abréviations, et provenant de « radio-amateurs » plus ou moins voisins. Ou bien vous avez lu dans la grande presse un des exploits de ces radio-amateurs, suivi une expédition équipée par leurs soins, ou encore assisté à l'excellent film « Si tous les gars du monde... » qui relate très exactement leur manière de faire.

Il est intéressant de savoir que cette activité, insuffisamment pratiquée et connue dans notre pays, est à la portée de tous ; qu'elle constitue un passe-temps passionnant, en même temps qu'un moyen d'éducation personnelle, et un lien prodigieux entre les habitants de tous les pays du monde.

Quelles sont les possibilités de l'émission d'amateur ? Quels sont les moyens à mettre en œuvre pour entrer dans ce monde merveilleux où les distances, les frontières, les obstacles dressés entre les hommes ne comptent plus ? C'est l'objet de cette introduction de répondre à ces questions.

LES ACTIVITES DES AMATEURS-EMETTEURS

La plupart cherchent avant tout à toucher par radio le plus grand nombre possible de pays différents. Il y a, en effet, plus de 5 000 000 d'amateurs dans plus de 200 contrées différentes. Dans certaines d'entre elles il n'y a qu'un seul amateur, peut-être même y est-il de passage, membre d'une expedition géographique, par exemple.

Les liaisons sont confirmées par l'échange d'une carte-souvenir entre les deux stations participantes (cartes QSL). Cette carte, personnelle à chaque amateur, est de conception aussi attrayante et décorative que possible, afin que le correspondant prenne plaisir à la conserver dans son fichier ou à l'afficher dans sa station. Elle sert aussi de justificatif pour l'obtention de divers *diplômes,* que délivrent, soit *l'Union Internationale des Radio-Amateurs* (I.A.R.U.), soit l'une ou l'autre des sociétés d'amateurs, membres de l'I.A.R.U. et qui groupent les amateurs de chaque pays : La société française est le Réseau des Emetteurs Français.

La majorité des amateurs ressentent un vif attrait pour tout ce qui est expérimentation dans la radio-électricité et, plus spécialement dans les ondes courtes qui sont leur domaine. La construction et la mise au point du matériel simple, mais capable d'assurer des portées étonnantes, constituent une activité dont l'intérêt faiblit rarement.

Les amateurs ont l'habitude d'entrer en liaison avec d'autres amateurs qui leur sont personnellement inconnus. La communauté des buts poursuivis, comme le caractère essentiellement *désintéressé* de l'occupation qui les rapproche, est cependant à l'origine d'une amitié fraternelle, qui malgré les vicissitudes occasionnelles dûes à la fragilité humaine, reste une des grandes joies du radio-amateurisme. Des traditions de véritable camaraderie, qui vont avec un effacement total des barrières sociales sans pour cela supposer familiarité ni vulgarité, sont la plus belle vertu de l'amateurisme.

Les sujets traités par les amateurs dans leurs conversations ne peuvent guère être que techniques, puisque le plus souvent les interlocuteurs ignorent tout l'un de l'autre, sauf qu'ils partagent les mêmes goûts pour le

radio-amateurisme. Il n'est donc question que de celui-ci, sujet divers et passionnant. Cela leur permet de se conformer aisément aux réglements qui, pour de tous autres motifs (monopole des communications) interdisent les sujets actuels et personnels. Néanmoins, de solides amitiés se sont nouées fréquemment par ce moyen en apparence limité.

Il est à peine besoin d'ajouter que l'amateurisme, dont l'organisation est internationale, est essentiellement apolitique.

Le plus souvent la station est installée d'une manière fixe, au domicile du titulaire ; mais les amateurs peuvent être autorisés à utiliser leur station à un autre endroit (notamment à leur lieu de vacances) et, sous certaines conditions, à fonctionner avec une station portable ou mobile. Cette dernière utilisation, longuement pratiquée à l'étranger, présente un attrait supplémentaire, assurant l'autonomie de la station, elle permet de rendre de grands services, dans le cas de sinistres (inondations, chute d'aéronefs...).

ROLE HISTORIQUE DES RADIO-AMATEURS

Il convient de ne pas oublier que le développement actuel de l'électronique, sous quelque forme que ce soit, trouve son fondement dans l'action des radio-amateurs qui, après la guerre de 1914, songèrent à établir des liaisons radio au-dessus de l'Atlantique, sur des longueurs d'ondes de 200 mètres, qualifiées à l'époque d'ondes courtes.

En avril 1922, un radio-amateur français M. Deloy réussissait plusieurs liaisons radio bi-latérales avec l'Angleterre. Quelques mois après, en décembre de la même année, l'Océan Atlantique était vaincu, Deloy et des amateurs américains ayant réussi à se faire entendre de part et d'autre.

Ces succès bouleversèrent l'opinion officielle sur la question de savoir si les ondes courtes étaient utilisables. En effet, *la démonstration était faite que sur 200 mètres et avec de très faibles puissances les ondes se propageaient aussi bien, sinon mieux que les ondes longues émises avec de grosses puissances.*

Enthousiasmés par ces résultats, les radio-amateurs cherchaient à établir des liaisons sur des fréquences beaucoup plus élevées. C'est ainsi que Deloy expérimentant les ondes de 100 mètres réussit la première liaison bi-latérale avec un amateur américain dans la nuit du 25 au 26 novembre 1923.

En avril 1924, M. Louis, sur une longueur d'onde de 108 mètres réussit à se faire comprendre en téléphonie, en Afrique, avec une puissance de l'ordre de 80 watts. En octobre de la même année, il réussit la première liaison bi-latérale avec la Nouvelle-Zélande, c'est-à-dire aux antipodes de la France.

Puis, toujours en 1924, ce furent les essais de MM. Amiot et Vuibert qui assurèrent des liaisons radio sur 35 mètres de longueur d'onde entre la Tunisie et la France.

Ces quelques dates illustrent bien l'importance des travaux des radio-amateurs. Alors que les services techniques officiels affirmaient que seule l'utilisation des ondes longues, émanant de stations puissantes, permettaient d'assurer des liaisons radio à grandes distances, les amateurs avec leurs modestes ressources de patience, de ténacité et de foi, mettaient en valeur les merveilleuses possibilités des ondes courtes que l'Administration leur avait dédaigneusement abandonnées.

Plus de cinq cent mille radio-amateurs se trouvent actuellement réunis depuis 1925 au sein d'une association internationale connue sous le sigle I.A.R.U. (International Amateur Radio Union). A la même date était créée à Paris la section française de l'I.A.R.U. qui prenait le nom de *Réseau des Emetteurs Français.*

Liaisons radio sur fréquences millimétriques, deux satellites dont les installations électroniques ont été construites entièrement par les radio-ama-

teurs, première réflexion d'un signal radio grâce au satellite Echo entre deux radio-amateurs américains et japonais, tentative en France de réflexion de signaux par une station amateur sur la lune, sans oublier les très nombreuses interventions des radio-amateurs français lors de catastrophes telles qu'Agadir ou encore plus récemment la catastrophe aérienne du boeing en Guadeloupe. Autant d'exemples démontrant s'il était nécessaire, que l'émission d'amateur contemporaine se trouve toujours à la pointe du progrès.

POURQUOI CE TERME « RADIO-AMATEUR » ?

Depuis les débuts de la Radio et la création du Réseau des Emetteurs Français en 1925, le terme de radio-amateur a vu sa signification quelque peu changée.

A l'origine, le mot « radio-amateur » s'adressait à une personne qui s'intéressait à la radio sans que celle-ci constitue son activité professionnelle. Or cette terminologie s'est trouvée singulièrement modifiée de nos jours.

Certes, le grand public assimile souvent le radio-amateur à ce que l'on appelle couramment un bricoleur. Il l'imagine au milieu de fils, d'installations plus ou moins hétéroclites illustrées par de nombreuses caricatures datant des années héroïques de la radio.

Cette image d'Epinal n'est plus exacte et nous pouvons dire que, depuis la dernière guerre mondiale, le radio-amateur peut être comparé au chercheur de n'importe quelle autre discipline scientifique.

Depuis la station d'émission la plus simple, jusqu'à celle comportant les appareils les plus perfectionnés, une station d'amateur est un véritable petit laboratoire privé dont la valeur peut s'échelonner de 1 000 francs à 10 000 et plus.

Certains rechercheront par goût la mise au point de nouveaux montages, de nouveaux appareils et l'on peut dire que certaines inventions techniques importantes ont pour base des travaux de radio-amateurs.

D'autres par contre, ne disposant pas des loisirs nécessaires, porteront leurs efforts sur les observations de phénomènes de propagation, sur la technique du trafic, les écoutes de satellites, en utilisant un matériel perfectionné, très comparable au matériel professionnel.

Il ne faut pas oublier que, parmi les premiers satellites lancés dans l'espace, il en est un qui sous la désignation « Oscar 1 » a été le premier dont l'émetteur fut construit par des radio-amateurs et qui, sous un indicatif radio-amateur, a transmis dans de parfaites conditions les renseignements qu'on attendait de lui. Deux autres satellites radio-amateurs, toujours dans la série Oscar, ont été lancés et ont fonctionné avec succès.

Nous avons actuellement en France une équipe de radio-amateurs qui va tenter d'obtenir la réflexion de signaux radio sur la lune ; cette expérience a d'ailleurs été faite avec succès, tout récemment par des radio-amateurs américains.

Le radio-amateur est avant tout, par conséquent un observateur, un chercheur, qui pour son propre plaisir utilise une station d'émission radio dans le cadre des conventions internationales.

Sont réservées aux radio-amateurs du monde entier un certain nombre de fréquences : la bande des 80 mètres (3,5 à 3,8 MHz) : la bande des 40 mètres (7 à 7,100 MHz), la bande 20 mètres (14 à 14,350 MHz), la bande 15 mètres (21 à 21,450 MHz), la bande 10 mètres (28 à 29,7 MHz) 144 à 146 MHz, 420 à 440 MHz, 1 215 à 1 300 MHz...

A QUOI SERT L'AMATEURISME ?

L'amateur moyen répondrait certainement à cette question, qu'il y recherche une satisfaction profonde et permanente bien au-delà des plaisirs du

bricolage. Acquérir la véritable mentalité « OM » et tout ce qui en découle est en soi-même déjà un bien considérable, tant pour l'individu que pour la société.

L'amateur sert son pays en même temps qu'il s'instruit d'une façon noble et attrayante (notons que les OM effectuent normalement leur *service militaire* dans les Transmissions de l'Armée).

La *découverte* de procédés nouveaux, pour lesquels il faut de l'intuition plus qu'une compétence profonde, a été longtemps pour les O.M. une source de brillantes réussites. Actuellement les laboratoires professionnels sont équipés de manière à réaliser toutes les découvertes importantes, semble-t-il (il n'en a pas toujours été ainsi et voici trente ans régnaient encore en Radio de bien grandes incertitudes). Rien n'empêche cependant que, dans le futur comme dans le passé, un O.M. génial n'imagine d'appareils révolutionnaires.

L'*essai* des procédés professionnels, en tout cas, reste aux amateurs une activité permanente. Les conditions particulières au « service amateur » sont beaucoup plus dures que celles des réseaux de communications établis. Elles se rapprochent en particulier de celles qui règnent dans les réseaux militaires en campagne et dans les situations d'urgence. Dans le présent, tout n'est pas dit au point de vue de la téléphonie, par exemple ; les O.M. commencent à expérimenter les techniques particulières de la bande latérale unique, avec un plein succès. Les très hautes fréquences restent un champ d'expérimentation illimité. Il y a partout à faire et à *bien* faire.

L'O.M. rend souvent des services particuliers par sa seule activité opératoire qu'il se produise un sinistre où soient coupées les communications ou encore un appel d'urgence médical à effectuer loin de réseaux officiels commodes : l'O.M., dérogeant momentanément à la lettre des lois qui le régissent, est là pour établir les liaisons nécessaires et le cas échéant les improviser dans un esprit de totale serviabilité et d'efficience individuelle. Le R.E.F. collabore officiellement aux organismes de secours (plan ORSEC, par exemple) parallèlement à la Croix-Rouge et d'autres grands organismes privés.

L'ECOUTE DES ONDES COURTES

Elle constitue en soi une activité complète, et permet l'échange de cartes QSL avec les stations reçues ; d'où la possibilité de postuler les nombreux diplômes réservés au « SWL » (Short Wave Listeners : Ecouteurs d'ondes courtes).

C'est l'introduction dans le monde des O.C., et un moyen d'entraînement : savoir écouter est la première qualité... de l'amateur émetteur.

(*D'après une brochure éditée par le R.E.F.*)

CHAPITRE PREMIER

RECEPTEURS

LA DETECTRICE A REACTION

Bien que ce système élémentaire soit largement dépassé et que sa sélectivité soit très insuffisante, c'est le récepteur idéal du débutant, du fait de sa simplicité de construction et de réglage, ce qui n'exclut pas la possibilité de performances extraordinaires, en tous points comparables à celles d'un ensemble à circuits multiples et à nombre de transistors élevé. Il permet, en outre, la réception de la télégraphie. Son prix de revient est relativement bas, et nous invitons le débutant, aussi bien que l'OM, à se pencher sur la réalisation que nous allons en donner.

Le récepteur comporte deux transistors en tout et permet l'écoute des bandes 7 et 14 MHz qui sont les plus utilisées par les radioamateurs et, en conséquence, les plus favorables à l'utilisation. Le schéma est celui de la figure I-1.

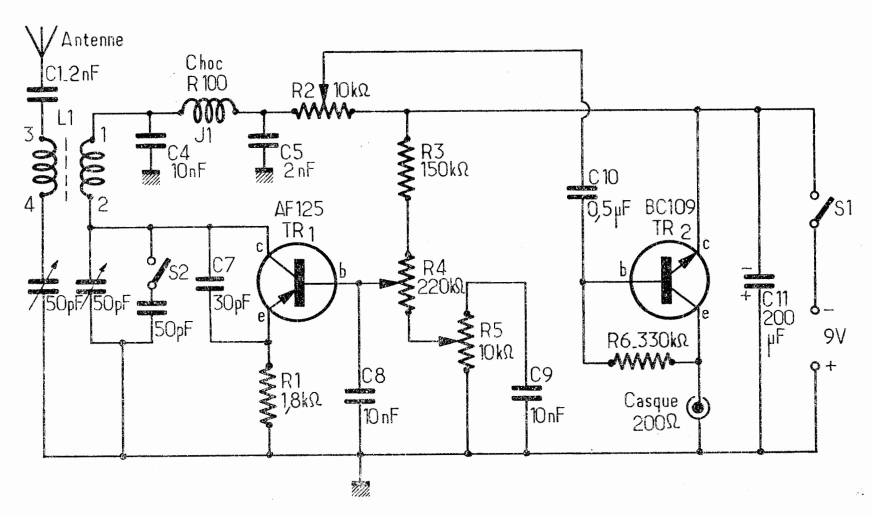


Fig. I-1

Examinons-le en détail. Les deux transistors utilisés sont du type PNP AF 125 pour Tr_1 et du type NPN BC 109 pour Tr_2. Le premier procède à la détection dans un circuit à réaction et le second amplifie les signaux de basse fréquence. La partie essentielle du récepteur est, sans aucun doute, le circuit oscillant d'accord. Les signaux captés par l'antenne apparaissent aux bornes de l'enroulement primaire L_1.

Le condensateur C_1 empêche que d'éventuels courants continus puissent entrer à travers l'antenne. Les tensions induites dans l'enroulement primaire sont transmises par induction, à l'enroulement secondaire, qui, associé au condensateur variable C_3 constitue le système d'accord proprement dit.

L'enroulement primaire L_1 a été calculé de manière à offrir une impédance idéale pour l'utilisation d'une antenne longue ou demi-onde qui, dans notre cas, représente la solution idéale. Si l'on utilise une antenne très courte, il est nécessaire d'apporter une compensation capacitive. Celle-ci est obtenue par la présence du condensateur C_7. Avec une antenne longue, C_2 devient inutile ; il est alors nécessaire de le court-circuiter de manière à annuler les effets capacitifs. Pour cela, il suffit de replier l'extrémité d'une lame mobile pour obtenir le court-circuit en tournant complètement le condensateur.

Le circuit d'accord proprement dit est constitué par l'enroulement secondaire du bobinage L_1 et par le condensateur variable C_3. Ce type de branchement a été choisi de manière que le stator soit relié à la masse afin d'éviter d'éventuelles capacités parasites et notamment l'effet de main que connaissent bien les amateurs d'ondes courtes.

En parallèle au condensateur variable C_3, peut être disposé à l'aide de l'interrupteur S_2, le condensateur C_6 qui augmente la valeur de la capacité d'accord et permet de recevoir une gamme de fréquences plus basses, en l'occurrence la gamme 7 MHz. On sait en effet que si l'on dispose deux capacités en parallèle, la valeur résultante est égale à la somme des capacités.

Le signal HF prélevé sur l'extrémité 2 de la self L_1, c'est-à-dire sur le point chaud de l'enroulement, est appliqué à travers le condensateur C_7, sur l'émetteur du transistor Tr_1, monté dans un circuit base à la masse. Cette disposition a été adoptée pour obtenir un gain en tension élevé et une faible impédance d'entrée. Après amplification, le signal HF est disponible sur le collecteur de Tr_1, lui-même relié à l'extrémité 2 de la bobine. Ainsi s'ajoute au signal amplifié celui provenant de l'antenne. Le transistor Tr_1 donc, amplifie plusieurs fois le même signal qui subit ainsi une amplification très importante, pratiquement limitée par la nécessité d'une détection optimum. On peut ainsi dire que l'étage piloté par le transistor Tr_1 fonctionne comme un véritable oscillateur, dans lequel est injecté le signal d'antenne. Si le circuit est réglé à la limite d'amorçage, les signaux modulés seront intelligibles.

La tension de base de Tr_1 fixe le point de travail de cet élément. Celle-ci est déterminée par le diviseur de tension constitué par R_3 et les deux potentiomètres R_4 et R_5. Le potentiomètre R_4, qui est du type semi-fixe, doit être réglé une fois pour toutes, selon les caractéristiques du transistor utilisé et le câblage réalisé. La réaction est dosée par R_5.

Après détection, le signal BF est tout d'abord débarrassé d'éventuelles composantes HF par le circuit filtre constitué par les capacités C_4 de 10 000 pF et C_5 de 2 000 pF, et la self de choc National R 100, puis prélevé sur le curseur du potentiomètre R_2 qui sert de volume contrôle avant d'être dirigé, à travers le condensateur C_{10}, sur la base du transistor Tr_2. Ce dernier est monté dans un circuit émetteur commun. La charge est constituée par l'écouteur qui devra présenter une impédance de 200 Ω.

On remarque que la résistance qui fixe la tension de base de Tr_2, au lieu d'être reliée directement à la ligne d'alimentation positive, est connectée à la sortie de la résistance de charge du collecteur, c'est-à-dire à l'écouteur. Ce dispositif provoque une tension de contre-réaction qui assure la stabilité thermique de l'étage et élève l'impédance d'entrée à la valeur désirée.

Le condensateur électrolytique C_{11} assure une faible résistance interne de l'alimentation, même quand la batterie commence à se décharger, et présente une certaine impédance interne.

Montage : Avant d'effectuer le montage du récepteur, il est nécessaire de réaliser le bobinage d'accord L_1. Les deux enroulements sont disposés sur un mandrin Lipa de 8 mm de diamètre à noyau magnétique dont la collerette permet la fixation au châssis (fig. I-2).

L'enroulement primaire comporte 9 spires jointives de fil émaillé 2/10 de mm, et l'enroulement secondaire, 20 spires également jointives, de fil émaillé 3/10 de mm. Les deux enroulements sont espacés de 2 mm.

Le montage sera effectué sur un châssis métallique de 15 × 12 × 10 cm. Nous ne répéterons jamais assez combien il faut en ondes courtes, apporter de soin au montage, à la mise en place et au câblage. La connexion longue est « le parasite » dans la construction. C'est la mauvaise disposition, le câblage irrationnel qui fait qu'un montage OC ne peut « descendre » ou même, quelquefois, fonctionner.

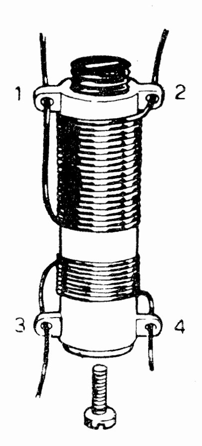


FIG. I-2

La mise en place est celle que nous suggérons figure I-3. Les points de masse, indiqués par la lettre m, s'effectueront sur une languette soigneusement fixée au châssis par une vis et un écrou, après avoir soigneusement gratté la surface de contact pour assurer une bonne liaison électrique. Tous les découplages et retours de masse de l'étage détecteur Tr_1 aboutissent au même point. Tout le reste est simple ; il n'est que de suivre fidèlement le plan proposé. La sortie écran du transistor AF 125 reste en l'air comme on peut le voir sur le plan de câblage.

Réglage : Le réglage s'effectuera de la manière suivante. Après avoir branché l'antenne et alimenté le récepteur par l'action de l'interrupteur S_1 de R_2, on règle le potentiomètre R_5 à mi-course. Ensuite, on recherche une émission et on règle le potentiomètre semi-fixe R_4, une fois pour toutes, de manière à obtenir la meilleure audition.

Le potentiomètre R_2 qui constitue la commande de volume est réglé suivant le niveau d'audition du signal.

Pour aligner le cadran du récepteur, on pourra se servir d'un oscillateur modulé, ou bien d'un bon récepteur OC, en effectuant l'étalonnage par comparaison. Les deux bandes seront obtenues par le réglage du noyau de la self L_1.

La réaction est dosée par R_5. Tourner doucement vers sa valeur maximum. Si tout est en ordre, on observera un léger « toc » et le bruit, dans le casque, prendra la forme d'un léger souffle. C'est l' « accrochage ».

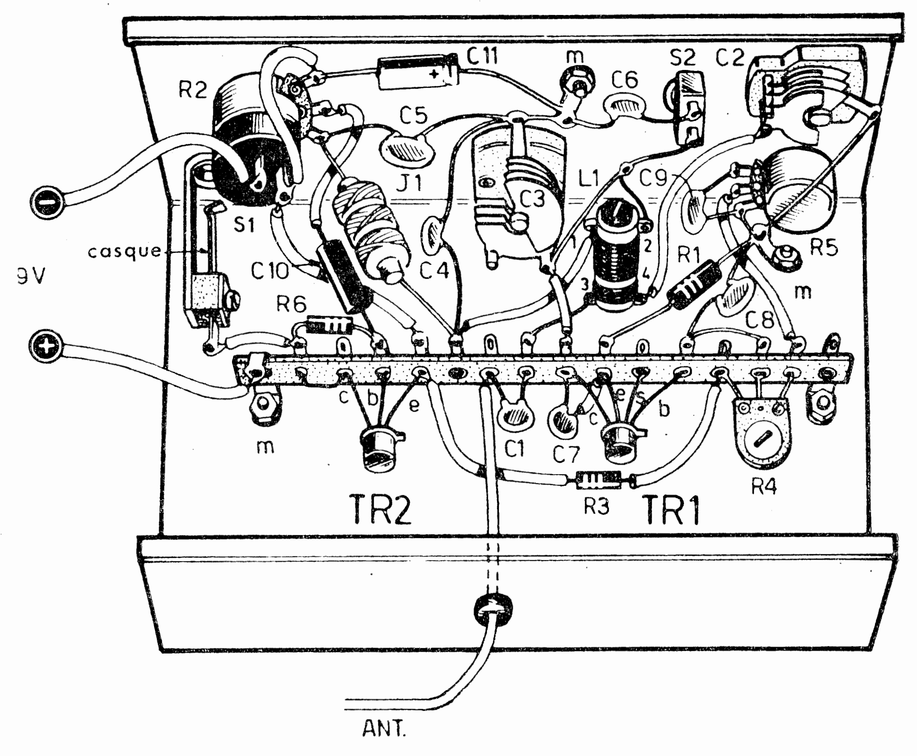


Fig. I-3

Ne pas aller plus loin. En tournant C_3 lentement, on entendra une multitude de « gazouillis » cachant autant de station. Il suffira alors de ramener R_5 en arrière, très lentement, juste ce qu'il faut pour « décrocher », tout en se tenant à la limite d'accrochage pour avoir le maximum de sensibilité.

Pour l'écoute de la télégraphie entretenue pure, et de la BLU, se tenir en « accroché », mais également à la limite. Une très bonne prise de terre stabilisera les réglages. La maquette que nous avons réalisée d'après une description de « Electronica Pratica » nous a donné entière satisfaction.

DETECTRICE A REACTION AVEC TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP

Ce récepteur, plus élaboré que le précédent, dont le schéma est donné à la figure I-4 est facile à construire et n'exige aucun accessoire pour la mise au point. Au point de vue sensibilité, il peut être comparé avec de nombreux récepteurs plus compliqués et plus coûteux. Par contre, la sélectivité laisse un peu à désirer ; elle permet cependant une bonne réception des stations qui parviennent avec un fort signal.

Il utilise cinq transistors dont un à effet de champ doté d'une haute impédance d'entrée pour l'étage détecteur. Puisque la sensibilité et la sélectivité dépendent essentiellement du coefficient de surtension « Q » du circuit d'entrée, on choisira des composants offrant le minimum de pertes. Le condensateur est de préférence, à diélectrique air. La haute impédance de « porte » du FET contribue de son côté à maintenir le « Q » élevé.

Le circuit de réaction positive est du type Colpitts, à diviseur capacitif, en parallèle à la self (L_2). Avec ce système, une troisième self de réaction n'est pas nécessaire.

Sur le panneau frontal, nous avons la commande de deux condensateurs variables : C_1, doté d'une commande normale est utilisé seulement pour centrer la gamme ou bande que l'on désire recevoir. C_2 est muni d'un bouton démultiplicateur. C'est le véritable condensateur d'accord pour la recherche des stations. Comme la largeur de la gamme est différente dans la bande 80 m et la bande 10 m, pour une couverture commode de toutes les gammes, on a placé en série avec C_2 un condensateur fixe C_4 de capacités différentes, selon les bobines utilisées.

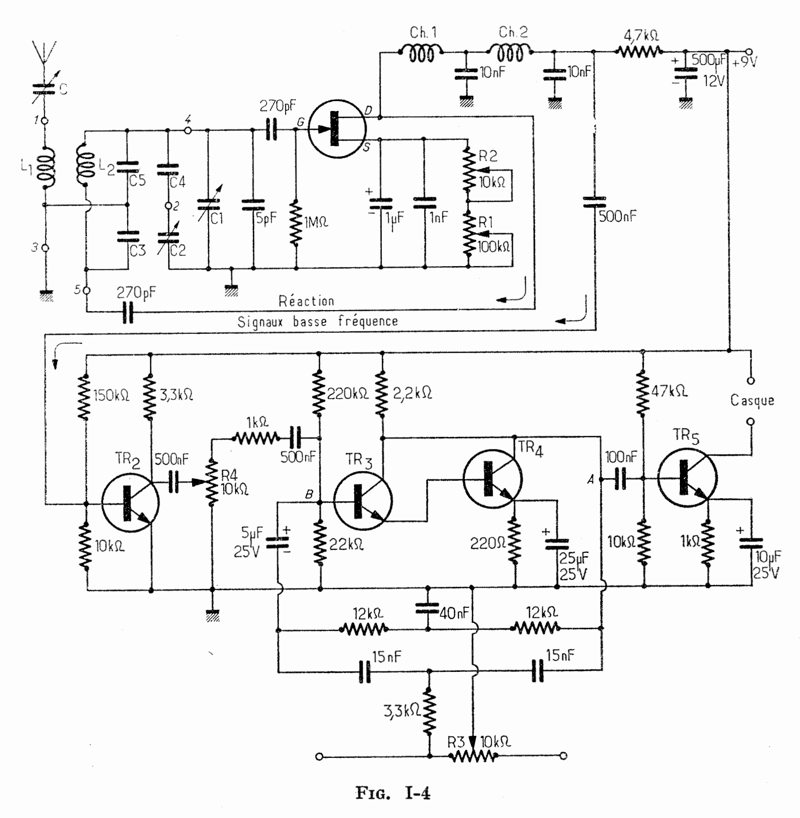


Fig. I-4

De même, les commandes de réaction sur le panneau sont doubles. En effet, le potentiomètre R_1, qui a une valeur dix fois supérieure à celle de R_2, est utilisé pour l'ajustage grossier des conditions de travail, tandis qu'avec l'autre, de 10 kΩ, on obtient un effet progressif de réaction ; celui-ci varie avec la gamme, le type d'émission et la station à recevoir. Ces deux résistances, en série avec la source de Tr_1, permettent un excellent dosage de la réaction, en modifiant la polarisation. En parallèle, nous trouvons deux condensateurs : le premier, de 1 000 pF, est un by-pass pour la HF ; le second, électrolytique écoule la BF qui avec la composante HF circule dans ce circuit. En l'absence de l'électrolytique, la BF appliquée à Tr_2 serait beaucoup plus faible. Les bobines d'arrêt HF Ch_1 et Ch_2 forment,

avec deux condensateurs de 10 000 pF deux circuits filtres en L qui empêchent la composante HF de passer dans l'amplificateur BF. Les étages équipés de Tr_2 et Tr_5 sont conventionnels ; Tr_3 et Tr_4 constituent, au contraire, un amplificateur à amplification directe, avec réactance. Cette combinaison assume les caractéristiques d'un filtre actif ; en définitive, c'est une autre application du principe de la réaction : une partie du signal BF amplifié est prélevée au point A et envoyée à l'entrée de Tr_3, à travers une ligne RC qui constitue un filtre à double T. La tension BF, à la sortie de l'étage Tr_3/Tr_4 varie en fonction de l'amplitude de la tension de contre-réaction appliquée au point B. La sélectivité, en BF, dépend de la qualité de réaction dosée au moyen de R_3.

Si la valeur de la résistance devient faible, on observe un accrochage persistant des oscillations que l'on perçoit dans le casque. Un peu avant l'amorçage, on a le maximum de sélectivité pour la réception de la télégraphie. Pour la phonie, au contraire, il faut augmenter R_3 afin que la voix soit moins déformée. Le casque présentera une impédance de 200 Ω.

Toutes les résistances ont une puissance de 0,5 W. Les condensateurs fixes, sauf indication contraire, sont à diélectrique céramique. $C_1 = 180$ pF à air. $C_2 = 25$ pF à air. $Ch_1 = Ch_2$ self de choc HF National R 100. Tr_1 : transistor 2N 5245 ou TIS 88. Tr_2, Tr_3, Tr_4, Tr_5 : BC 130 on similaire. C_3, C_4, C_5 sont des condensateurs au mica argenté de bonne qualité. Pour les petites valeurs de C_4 on pourra utiliser des condensateurs céramiques à perles. R_1, R_2, R_3 : potentiomètres linéaires à graphite. R_4 : potentiomètre logarithmique à graphite.

Montage : On utilisera un châssis d'aluminium de 220 × 110 × 60 mm environ, et un panneau frontal de 220 × 140 mm. La disposition des principaux éléments est indiquée à la figure I-5. C_1 et C_2 sont fixés sur le panneau frontal ainsi que les quatre potentiomètres sur le côté droit.

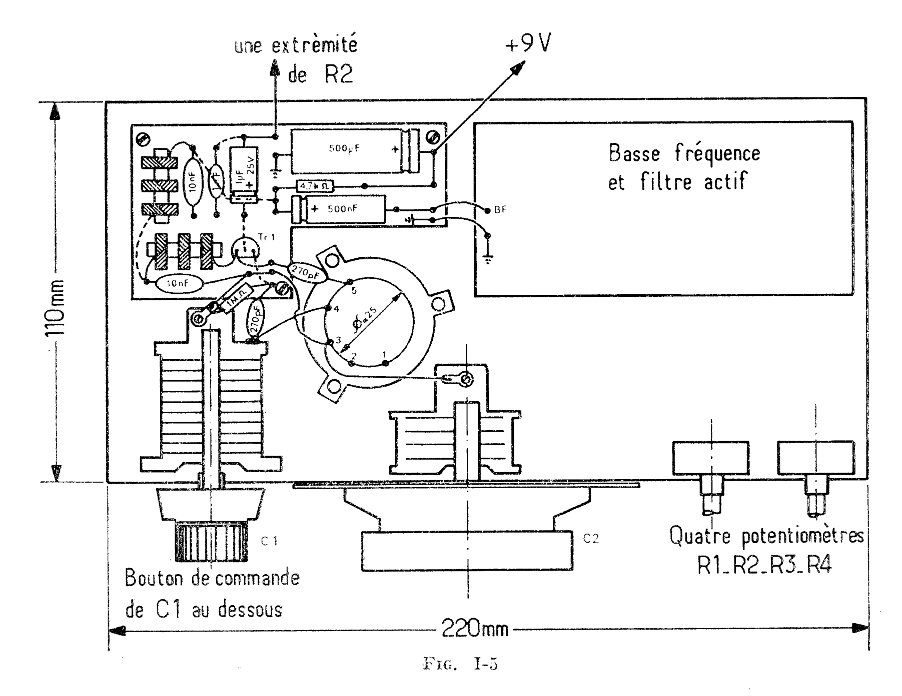


FIG. I-5

L'interrupteur d'alimentation sera prévu sur le potentiomètre de volume. La prise de casque est fixée à la partie inférieure.

Le support de self du type octal est maintenu à deux centimètres du plan du châssis. A gauche, on fixe la plaque de bakélite ou en verre époxy perforé de 9 × 5 cm en forme de L sur laquelle sont fixés les éléments du circuit de Tr_1 ; les deux condensateurs céramiques cylindriques de 270 pF et la résistance de gate d'un mégohm sont, pour des raisons fonctionnelles, soudés d'un côté à la plaque et de l'autre aux bornes de C_1 ou à la bobine.

La section BF sera réalisée sur plaquette bakélite. Les autres composants du détecteur, les condensateurs C_3 et C_4 sont incorporés dans chaque bobine. C_5 n'est pas représenté parce qu'il n'est pas indispensable dans la réception des ondes décamétriques au-dessous de 100 m ; le condensateur de 5 pF est disposé en parallèle, sur les bornes du condensateur variable C_1.

Les connexions, entre le condensateur de 0,5 μF du détecteur et la base de Tr_2 entre la source de Tr_1 et le potentiomètre R_2, entre le condensateur de 0,5 μF du collecteur de Tr_2 et R_4 (volume BF), entre la résistance de 3 300 Ω et le potentiomètre R_3, seront effectuées en câble blindé dont la gaine est reliée à la masse.

Dans la partie inférieure du châssis, en dehors du condensateur variable d'antenne C, sont disposées les six piles torche de 1,5 V pour l'alimentation. Sur la partie postérieure sont montées les prises antenne et terre.

Les fils et câbles qui passent sous le châssis doivent traverser la plaque d'aluminium au moyen de rondelles de caoutchouc. Le fil d'antenne qui va de C à la self est constitué par un fil rigide centré à l'aide d'un passage en polyester dans un trou de 5 mm. Attention, sur le schéma de la figure I-5, le transistor FET est vu de dessus.

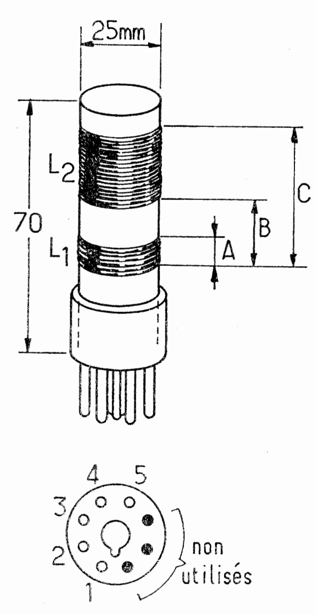


Fig. I-6

Bobinages : Le récepteur étant câblé et vérifié, il ne reste plus qu'à réaliser les selfs L_1-L_2 qui seront bobinées sur un mandrin à broches (carton bakélisé ou stéatite), en fil émaillé, à spires espacées. Pour cela, il est nécessaire de pratiquer sur le mandrin quatre trous pour le passage du fil. Les distances sont indiquées sur le tableau ainsi que les différentes caractéristiques des cinq bobinages.

La figure I-6 représente la self de la première gamme. L_1 et L_2 sont enroulées dans le même sens de la manière suivante :

origine de L_1 : broche n° 3
fin de L_1 : broche n° 1
origine de L_2 : broche n° 5
fin de L_2 : broche n° 4

La broche n° 2 reçoit seulement le condensateur C_4.

Tableau des bobinages

bobine	gamme (MHz)	C_3 (pF)	C_4 (pF)	L_1 (spires)	L_2 (spires)	fil (∅ mm)	distance entre trous (mm) A	B	C
1	2,4 — 5,5	1300	33	3½	36	0,5	3	10	30
2	5 — 10	680	8	2½	18	0,8	3	9	25
3	9,5 — 18	220	12	2½	9	0,8	3	9	18
4	16 — 25	100	12	2½	6	0,8	3	9	15
5	20 — 30	68	18	2½	4	0,8	3	9	15

Commencer le montage des condensateurs fixes à l'intérieur de chaque bobine : C_3, entre les broches 3 et 5, C_4 entre 2 et 4. La connexion qui va à la broche 4 est recouverte de souplisso pour éviter tout risque de court-circuit avec la connexion qui aboutit à la broche 3. Pour la fixation du mandrin au culot, denuder au papier de verre quelques centimètres des extrémités du fil émaillé qui sont d'abord étamées au fer à souder avant d'être introduites dans les broches. Enfoncer le mandrin sur son support, tendre les fils qui sortent des broches, souder et couper.

L'alimentation est réalisée avec six piles cylindriques de 1,5 V en série, la consommation étant de 3 mA.

Il est possible d'adjoindre un amplificateur BF pour l'écoute en haut-parleur comme on le verra plus loin.

Réglages : De la capacité du condensateur variable C en série dans l'antenne dépend la sensibilité. Une valeur de 50 à 100 pF conviendra généralement suivant la longueur de l'antenne.

Avec C complètement ouvert, mettre R_2 à mi-course ; tourner ensuite R_1 jusqu'à l'amorçage de la réaction qui se traduit par un souffle violent dû à la grande amplification du bruit de fond. Agir sur les condensateurs variables pour la recherche d'un signal ; réduire la réaction avec R_2 de manière à obtenir la meilleure audition.

La phonie en modulation d'amplitude exige une forte réduction de la réaction. La SSB au contraire demande plus de réaction ; aussi le récepteur

est-il plus sensible et sélectif dans ce mode de réception. Si on veut écouter une émission SSB, on devra manœuvrer C_2 lentement jusqu'à ce que la voix devienne intelligible. La télégraphie (A_1) se reçoit avec une forte réaction, comme la SSB. En présence d'interférences, agir sur R_3 pour augmenter la sélectivité du filtre BF.

Cette réalisation nous a été inspirée par une description de I 4 SN dans la revue CQ. Pour obtenir l'écoute en haut-parleur, nous avons complété notre récepteur par un amplificateur BF équipé d'un circuit intégré CA 3020, l'emplacement resté libre sur notre maquette le permettant aisément. La puissance de sortie est de 300 mV.

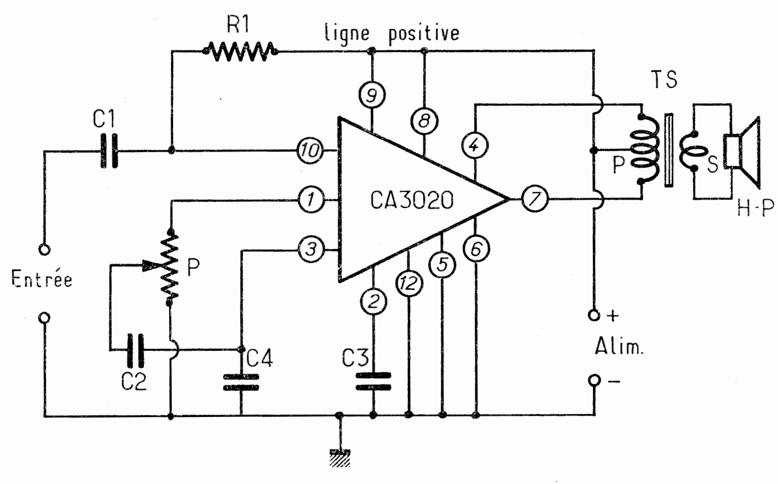


FIG. I-7

Amplificateur BF : Le schéma est donné à la figure I-7. L'entrée est à relier aux bornes « casque » du schéma précédent. L'alimentation 9 V servira à alimenter également la détectrice à réaction.

Le signal à amplifier est appliqué à l'entrée d'où il est transmis par le condensateur C_1 au point 10 du circuit intégré. On reliera directement à la masse les points 5, 6 et 12 tandis que le point 2 sera connecté à la masse par l'intermédiaire du condensateur C_3.

Les points 8 et 9 sont reliés à la ligne positive qui aboutit au + de la source alimentation dont le — est à la masse.

Le réglage de gain s'effectue avec le potentiomètre P monté entre le point 1 et la masse, son curseur étant relié par C_2 au point 3, celui-ci étant relié à la masse par C_4.

Le primaire du transformateur de sortie Audax TRS4 est disposé entre les bornes 4 et 7 et la prise médiane, reliée à la ligne positive. Le haut-parleur aura une impédance de 5 à 12 Ω.

Valeur des éléments de la figure I-7. Circuit intégré = CA 3020 RCA, $C_1 = 1$ µF, $C_2 = 0{,}1$ µF, $C_3 = 1$ µF, $C_4 = 10$ nF, $R_1 = 510$ kΩ, P = 5 kΩ.

Construction de l'amplificateur : Le brochage du CA 3020 est indiqué à la figure I-8. Le montage sera facilité par l'emploi d'un support.

La figure I-9 donne une disposition rationnelle des éléments sur une platine isolante avec trous métallisés ou non. Le potentiomètre sera relié aux points M et H et le point milieu au point G.

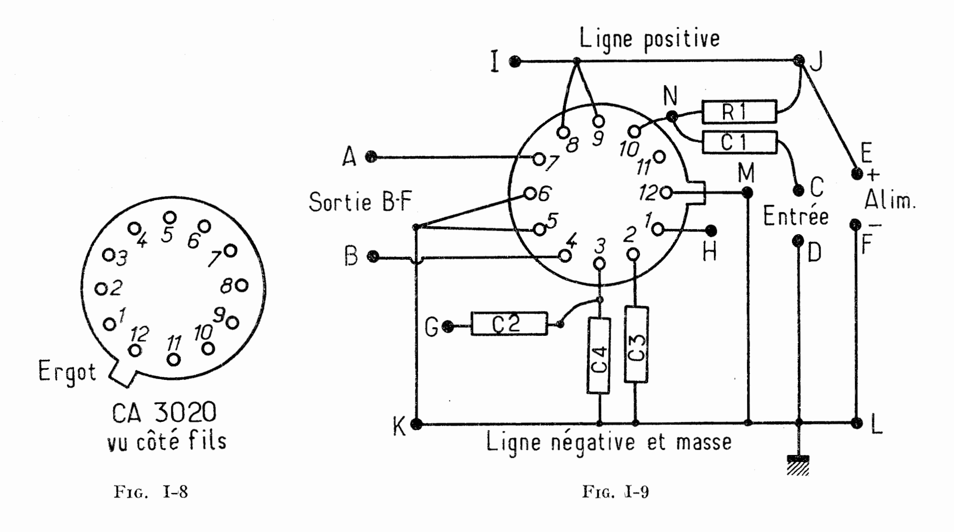


FIG. I-8 FIG. I-9

DETECTRICE + 2 ETAGES BF

Il s'agit d'une version ultra-moderne du circuit détecteur à réaction conçu suivant le même principe que le montage à lampe mais utilisant des com posants modernes. Le détecteur est équipé d'un transistor à effet de champ et la partie basse fréquence de deux transistors NPN.

Analyse du schéma : La partie détectrice, comme on peut le voir à la figure I-10 est parfaitement identique à celle d'un circuit à lampe dans lequel la grille correspond à l'électrode G (grille ou porte) du transistor à effet de champ, la cathode à la source S et la plaque, au drain D.

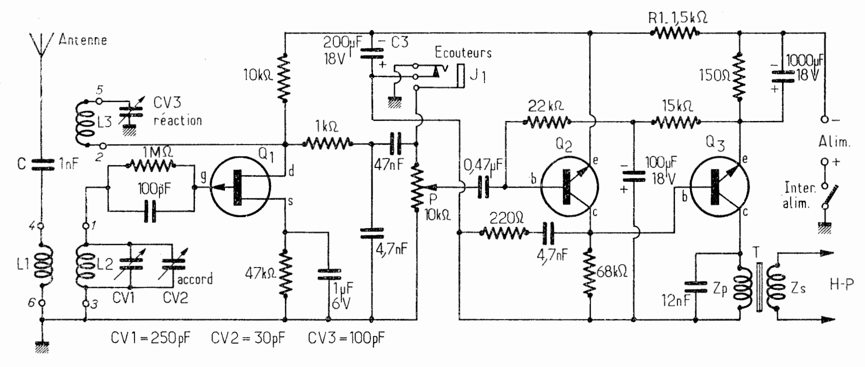


FIG. I-10

Le transistor utilisé Q_1 est du type à « canal P ». Il est monté en source S commune polarisée par la résistance de 47 kΩ et découplée par un condensateur de 10 µF 6 V service. Comme Q_1 est un « canal P », la source se polarise négativement par rapport à la ligne positive d'alimentation à laquelle on a relié la masse.

L'accord est obtenu par L_1-L_2, cette dernière accordée par CV_1 et CV_2. La réaction est entretenue grâce au couplage entre la bobine L_2 de la porte G et la bobine L_3 de drain D.

On voit que L_2 est connectée entre la masse et la porte G par l'intermédiaire d'un condensateur de 100 pF shunté par une résistance de 1 MΩ. La bobine L_3 est connectée entre le drain D et la masse par l'intermédiaire du condensateur variable CV_3 qui remplit deux fonctions.

1° Il isole L_3 et le drain de la masse, car le drain doit être, en continu, porté à une tension négative par rapport à la masse qui est aussi le + alimentation.

2° Il ferme le circuit, en HF, vers la masse par son impédance $X_c = 1/(2\pi FC)$ ce qui permet de doser X_c c'est-à-dire la réaction, en faisant varier la capacité CV_3.

Ce réglage agit en même temps sur la sensibilité et sur la puissance.

Grâce au condensateur variable d'accord CV_1 et au condensateur en parallèle d'étalement CV_2, on peut régler l'appareil sur la fréquence du signal à recevoir.

L'émission est captée par l'antenne et transmise à la self primaire L_1 dont une extrémité est à la masse. Un condensateur de 1 000 pF isole l'antenne de la masse.

Les condensateurs variables ont les valeurs suivantes CV_1 = 250 pF, CV_2 = 30 pF, CV_3 = 100 pF. Ces valeurs ne sont pas critiques et l'on pourra notamment prendre une valeur plus faible pour CV_1 ; la bande couverte par chaque self sera évidemment plus étroite.

On constate que le retour du circuit de porte G se fait à la masse, donc le courant de porte produit une chute de tension dans la résistance de 1 MΩ reliée à G. Le drain est polarisé négativement par rapport à la masse à partir de la ligne négative d'alimentation, par l'intermédiaire de la résistance de charge de 10 kΩ.

Comme on peut le voir la ligne négative du détecteur est découplée par un condensateur électrochimique de 200 µF 18 V et sa tension est inférieure à — 18 V en raison de la résistance de 1,5 kΩ.

Le signal BF prélevé sur le drain D est transmis au potentiomètre P de 10 kΩ, par l'intermédiaire d'un filtre HF constitué par la résistance de 1 kΩ et le condensateur de 4,7 nF. Le potentiomètre « volume contrôle » est isolé du drain par le condensateur de liaison de 47 nF.

Remarquons qu'un jack à trois lames disposé dans le circuit de sortie BF permet une écoute au casque. Dans ce cas, la ligne positive est coupée de la masse et les transistors Q_2 et Q_3 ne fonctionnent pas, ce qui économise la durée de la pile.

La section amplificatrice comprend deux transistors, Q_2 et Q_3 tous deux de type NPN montés en émetteur commun. Celui de Q_2 est relié à la ligne négative de Q_3 à une résistance de polarisation de 150 Ω et au condensateur de découplage de 1 000 µF 18 V.

Le signal BF provenant du curseur du potentiomètre est appliqué à la base de Q_2 par l'intermédiaire d'un condensateur de 0,47 µF ; après amplification, il passe ensuite directement du collecteur de Q_2 à la base de Q_3.

A la sortie, le signal BF amplifié est transmis du collecteur de Q_3 au haut-parleur par un transformateur adaptateur, type Audax TRSS 12 dont le primaire est shunté par un condensateur de 12 nF (impédance primaire 500 Ω, impédance secondaire 2,5 Ω).

La base de Q_2 est polarisée positivement par rapport à la ligne négative, à partir de l'émetteur de Q_3 par l'intermédiaire de la résistance de 15 kΩ découplée par une capacité de 100 µF, et de la résistance de 22 kΩ.

Par ailleurs, le réseau 220 Ω-4,7 nF monté entre le collecteur de Q_2 et la ligne + BF est un correcteur de tonalité.

Les semi-conducteurs utilisés sont :

Q_1 = 2 N 4360

Q_2 = 2 N 4565 ou BC 109

Q_3 = 2 N 3568 ou AC 176

Bobinages : Les selfs amovibles seront exécutées sur des tubes en matière isolante de 30 mm de diamètre et de 80 mm de longueur, montés sur fiches à 6 broches mâles. Un support correspondant est fixé sur le châssis de l'appareil et se connectera suivant les indications du schéma.

Le tableau donne les caractéristiques de ces bobinages. Ils seront réalisés avec du fil émaillé de 0,25 mm de diamètre. Lorsque les spires sont jointives, la longueur de la self L_2 se détermine automatiquement. Si les spires ne sont pas jointives, elles sont régulièrement espacées et d_3 est la longueur de l'enroulement.

D'autre part, d_1 est la distance entre L_1 et L_2 et d_2 la distance entre L_2 et L_3.

Les enroulements s'effectuent tous dans le même sens. La figure I-11 représente en A la self 14 MHz et en B la self 3,5 MHz.

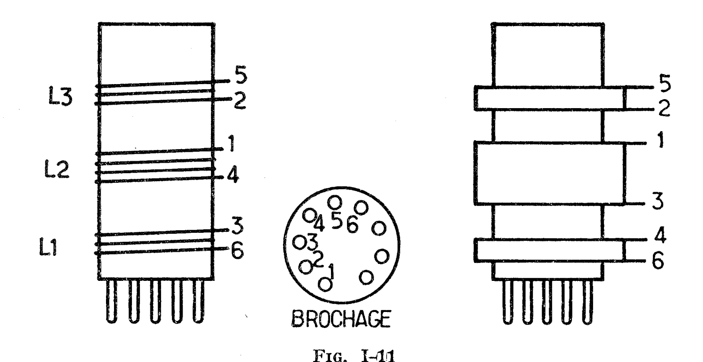


FIG. I-11

On pourra être amené à augmenter ou diminuer le nombre des spires indiqué sur le tableau, suivant la valeur des capacités CV_1 et CV_2.

Le réglage est très simple. Après avoir placé le bobinage correspondant à la gamme recherchée, on règle CV_1 de manière à se trouver dans la bande et on balaye avec CV_2. Le réglage de la réaction s'effectue avec CV_3 de manière à avoir un son puissant et pur. On règle ensuite la puissance à l'aide du potentiomètre P.

Bobine	Gamme des fréquences		
	Bande 3,5 MHz	Bande 7 MHz	Bande 14 à 30 MHz
L_1	11 spires d_1 = 3,2 mm	5 spires d_1 = 1,6 mm	1 spire
L_2	38 spires jointives	13 spires sur d_3 = 12,7 mm	4 spires sur d_3 = 12,7 mm
L_3	20 à 35 spires d_2 = 3,2 mm	9 à 15 spires d_2 = 0	4 à 6 spires d_2 = 3,2 mm

DETECTRICE A REACTION AVEC TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP ET C.I.

Bien que constitué par une détectrice à réaction suivie d'un amplificateur BF, ce récepteur est très moderne puisque utilisant un transistor à effet de champ en détection et un circuit intégré en amplification BF.

Le schéma complet de cet appareil est représenté à la figure I-12. Le dosage de la réaction s'obtient à l'aide d'un potentiomètre de 25 kΩ.

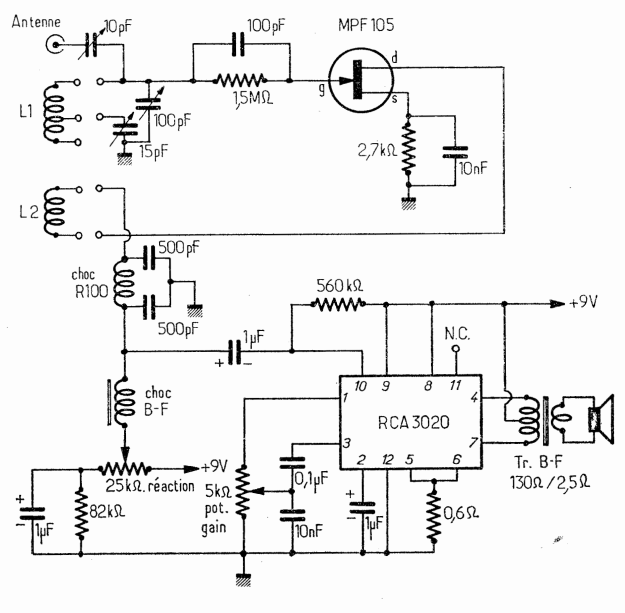


Fig. I-12

Le transistor à effet de champ type MPF 105 peut être remplacé par un TIS 34. Le tableau donne les caractéristiques des bobinages dans les bandes amateurs. Aux essais, les connexions de L_2 seront éventuellement inversées pour permettre l'entrée en oscillation de la détectrice au maximum de gain.

Les bobines d'arrêt ont pour rôle d'empêcher les tensions HF de perturber le fonctionnement de l'amplificateur basse fréquence en les bloquant efficacement au niveau du circuit de charge du drain.

Le circuit intégré RCA 3020 se présente sous forme d'un boîtier de transistor TO5, muni de douze fils de connexion et ne comporte pas moins de sept transistors, trois diodes et onze résistances. Le premier transistor est monté en collecteur commun. Le potentiomètre de gain peut être placé à l'entrée, mais il est préférable de le placer entre le premier et deuxième transistor. La sortie sera connectée à une charge de 130 à 200 ohms.

On utilisera donc un transformateur pour la liaison au haut-parleur (un TRS4 de Audax convient parfaitement). La base du troisième transistor (sortie 2) est découplée par un condensateur de 1 µF qui permet la reproduction des fréquences basses (BLU, CW). Il est conseillé de munir le boîtier d'un refroidisseur à ailettes.

Valeurs des bobinages :

Gamme 2,3 - 5 MHz :

L_1 : 36 tours jointifs fil 25/100.
L_2 : 3,5 tours jointifs à 6 mm de L_1.
Pas de prise sur L_1.

Gamme 4,5 - 9,5 MHz :

L_1 : 18 tours jointifs 80/100.
L_2 : 2 tours 1/4 jointifs fil 80/100 à 6 mm de L_1.
Prise (L_1) à 9 tours.

Gamme 8,0 - 19 MHz :

L_1 : 18 tours fil 1 mm sur ∅ 15 mm longueur 25 mm.
L_2 : 2 tours 1/2 jointifs fil 80/100 sur ∅ 25 à 3 mm de L_1.
Prise (L_1) à 9 tours.

Gamme 16 - 30 MHz :

L_1 : 8 tours 1/2 fil 1 mm sur ∅ 15 mm longueur 25 mm.
L_2 : 2 tours 1/2 jointifs fil 80/10 sur ∅ 25 à 3 mm de L_1.
Prise (L_1) à 4 tours de la masse.

Tous les bobinages sont montés sur mandrins ∅ 25 à 5 broches minimum ainsi qu'il a été suggéré dans les réalisations qui précèdent, sauf L_1 des deux gammes les plus élevées.

RECEPTEUR DU TRAFIC 5 BANDES AM/BLU TRANSISTORISE EN MODULES

Ce récepteur est réalisé à partir du convertisseur HF TR6 de fabrication Mics Radio et des modules offerts sur le marché par ce même constructeur. L'ensemble constitue un récepteur décamétrique très compact et très maniable.

Les modules sont, tant au point de vue réalisation mécanique que réalisation électrique, d'excellente qualité. Ils ont de plus, l'avantage d'être livrés réglés, ce qui facilite grandement le montage. Les modules suivants sont utilisés :

— module mélangeur 1 600/455 kHz
— module MF 455 kHz
— module BF sans transfo, 6/9/12 V
— tête HF TR6 AC

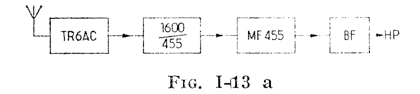


FIG. I-13 a

Le diagramme des différents éléments est donné à la figure I-13 a.

On trouvera la description et le schéma de la tête HF TR6 AC au chapitre convertisseur.

Module mélangeur 1600/455 kHz (fig. I-13 b).

La platine 1 600/455 kHz comporte un oscillateur à quartz à 2 055 kHz équipé d'un transistor AF 127 couplé à un mélangeur également équipé d'un AF127. Le collecteur du mélangeur se trouve donc relié à la platine 455 kHz. Son émetteur est couplé au bobinage 2 055 kHz et sa base est attaquée par

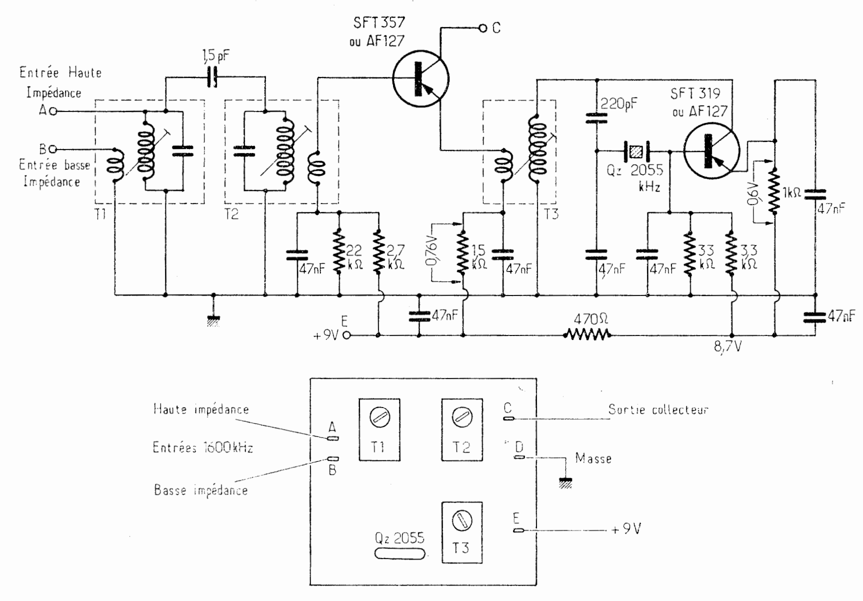


FIG. 1-13 a

la sortie du TR6 AC par l'intermédiaire d'un filtre de bande réglé sur 1 600 kHz. De ce fait, la liaison entre le TR6 AC et le mélangeur ne comporte pas moins de 3 circuits accordés. La liaison entre bloc et platine 1 600/455 se fait à basse impédance, autorisant une longueur de câble quelconque. La platine est préréglée et ne nécessite qu'une légère retouche au filtre de bande, faite sur la réception d'une station au maximum d'intensité.

Module MF 455 kHz (fig. I-14).

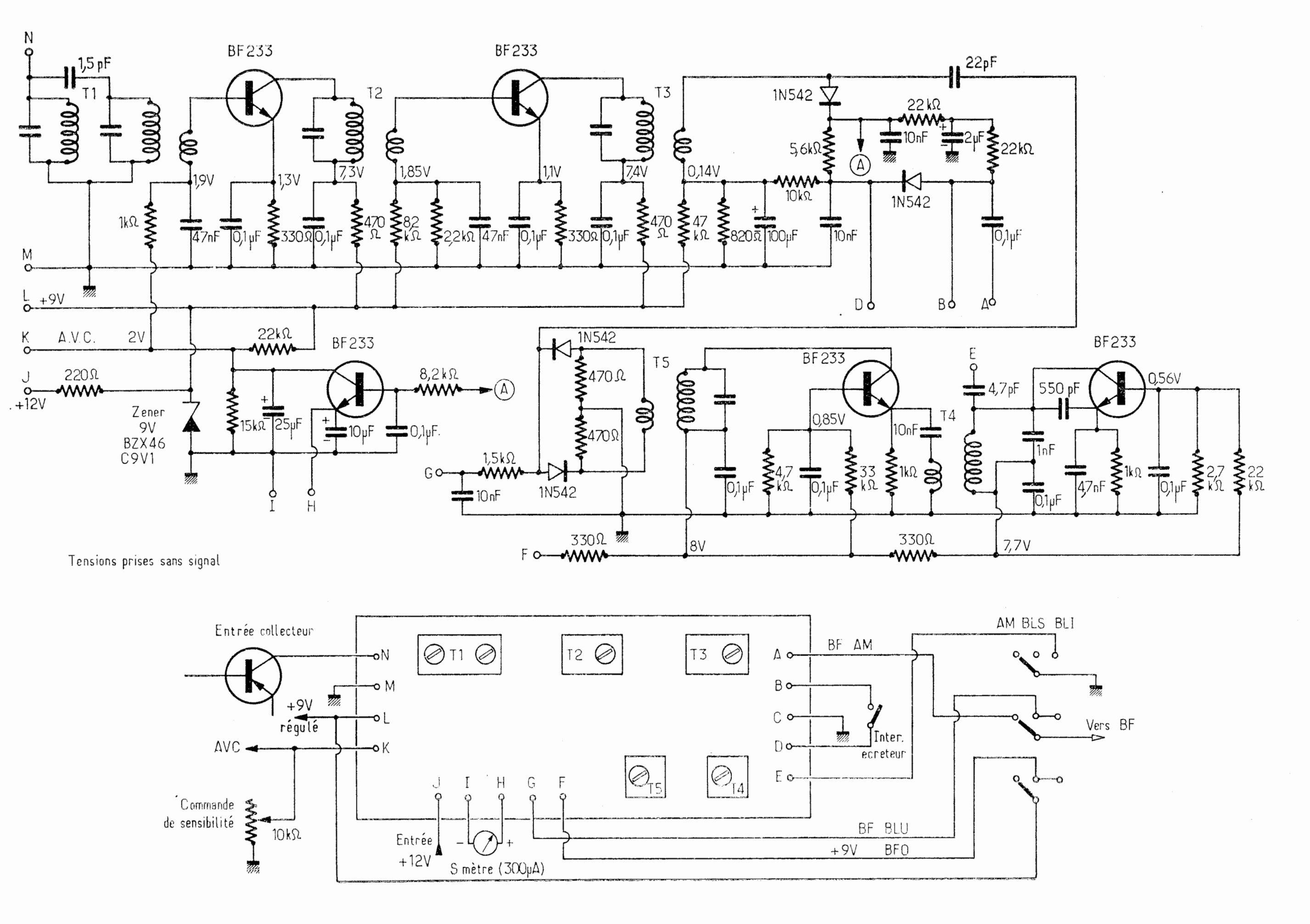
Il comprend un premier étage MF 455 kHz commandé par l'AVC suivi d'un second étage à gain fixe.

Le secondaire est couplé à une diode 1 N 542 utilisée en détectrice AM et pour la commande de l'amplificateur AVC ; un écréteur de parasites à diode série est intercalé avant l'ampli BF. Il peut être mis hors circuit par un interrupteur entre les points B et D. L'amplificateur d'AVC comporte une sortie destinée au S-mètre (microampèremètre 300 μA) dont le pôle négatif est relié à la masse.

La détection BLU s'effectue à l'aide d'un détecteur de produit, séparé, à deux diodes auquel sont appliquées des tensions HF du BFO qui comporte, outre l'oscillateur Colpitts très stable un étage ampli-séparateur particulièrement bien étudié. La commutation BLI/BLS se fait automatiquement par l'adjonction d'une capacité supplémentaire de 4,7 pF qui fait glisser la fréquence fixe du BFO de quelques kilocycles nécessaires au décalage des émissions en BLI (bande latérale inférieure).

A la sortie L, on trouve une tension 9 V régulée qui alimente la platine et qui peut être utilisée pour les étages précédents (Mixer 1 600/455).

La sortie K (AVC) doit être reliée à la masse par une résistance de 10 kΩ, si l'on ne branche pas le potentiomètre de sensibilité. Elle peut être utilisée en AVC-HF avec le convertisseur TR6AC.



N
1,5 pF
T1
BF233
T2
BF233
T3
22pF
1N542
22 kΩ
5,6kΩ
10nF
2µF
22kΩ
A
1,9V
1,3V
7,3V
1,85V
1,1V
7,4V
0,14V
10kΩ
1N542
1kΩ
47nF
0,1µF
330Ω
0,1µF
470 Ω
82 kΩ
2,2kΩ
47nF
0,1µF
330Ω
0,1µF
470 Ω
47 kΩ
820Ω
100µF
10nF
0,1µF
M
L +9V
D
B
A
K A.V.C. 2V
22kΩ
BF233
J 220Ω
+12V
8,2kΩ
A
Zener
9V
BZX46
C9V1
15kΩ
25µF
10µF
0,1µF.
I
H
1N542
470Ω
470Ω
T5
BF233
E
4,7pF
550 pF
BF233
0,56V
0,85V
10nF
T4
1nF
G
1,5kΩ
10nF
1N542
0,1µF
4,7 kΩ
0,1µF
33 kΩ
1kΩ
0,1µF
47nF
1kΩ
0,1µF
2,7 kΩ
22 kΩ
F
330Ω
8V
330Ω
7,7V
Tensions prises sans signal
Entrée collecteur
N
M
L
K
+9V régulé
AVC
Commande de sensibilité
10kΩ
T1
T2
T3
T5
T4
A
B
C
D
E
BF AM
Inter. ecreteur
AM BLS BLI
Vers BF
J
I
H
G
F
Entrée +12V
S mètre (300µA)
BF BLU
+9V BFO

FIG. I-14

Table des connexions :

A : sortie BF-AM
B, D : interrupteur d'écrêteur
C : masse ou — 12 V
E : sortie BLI
F : alimentation du BFO (+ stabilisée)
G : sortie BF BLU
I, H : connexions du S-mètre.
J : + alimentation 12 V
K : ligne d'AVC destinée à l'ampli HF
L : sortie tension stabilisée, destinée à alimenter le BFO
M : masse
N : entrée 455 kHz devant être reliée au collecteur du mixer précédent.

Module BF (fig. I-15 et I-15 bis).

Le module BF comporte 3 étages. L'étage final, sans transformateur utilise un transistor NPN AC 181 et un PNP AC 180. L'impédance d'entrée est de 10 kΩ et l'impédance de sortie est de 5 Ω.

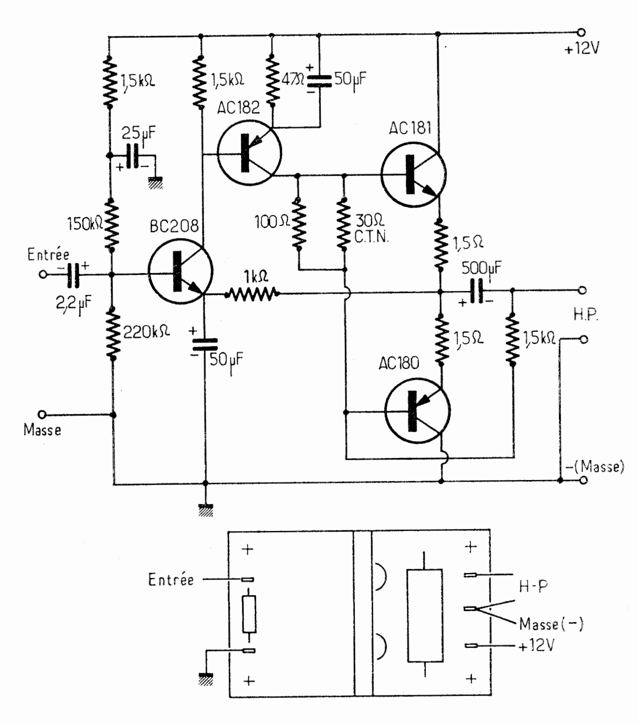


Fig. I-15

L'étage d'entrée est un BC 208 NPN et le driver un AC 182. L'une de ses principales caractéristiques est la compensation automatique de température par thermistance maintenant constant le courant de repos de l'étage final.

Le moins est à la masse. La tension d'alimentation est de 12 V. Cet ampli, dépourvu de transformateur et à liaison directe est très fidèle et a une excellente qualité de son. Toutefois, l'impédance de sortie annoncée par le constructeur (5 ohms), n'est pas exacte.

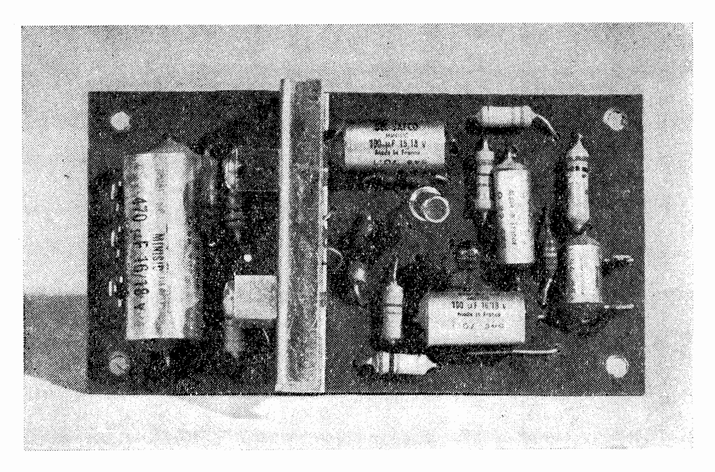


FIG. I-15 bis

Assemblage

L'assemblage des modules peut être fait dans n'importe quel ordre. La solution la plus facile consiste à utiliser le coffret et le châssis fournis par le constructeur.

Voilà un récepteur à la portée de ceux qui ont des connaissances techniques modestes, l'emploi de composants pré-réglés éliminant toute difficulté.

Q - Multiplier. Il est possible d'adjoindre un Q-multiplier (ou Q multiplicateur) si utile, en réception BLU, pour une excellente sélectivité (fig. I-16). Le bobinage peut être fourni par le constructeur ; en fait, il ne s'agit que d'un bobinage accordé sur 455 kHz à prise médiane. Toutefois, si l'on utilise un autre bobinage, il y a lieu de réduire la capacité en parallèle car le montage extérieur introduit une capacité supplémentaire, composée du pont de cou plage, 68 pF et 250 pF en série, et la diode capacitive, soit en tout, environ

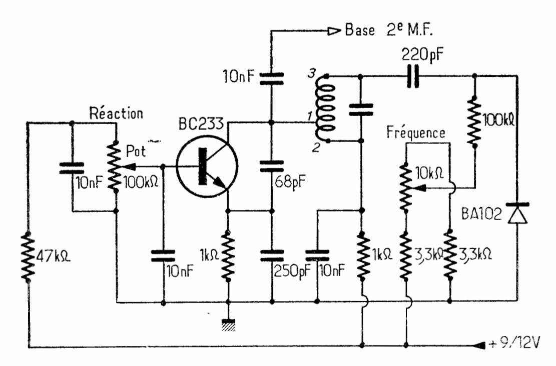


FIG. I-16

60 pF. Le potentiomètre du seuil commande l'entrée en oscillation ; le potentiomètre de fréquence permet un léger décalage de part et d'autre de la fréquence reçue. La capacité de couplage de 10 nF est reliée à la base du deuxième transistor MF BC233 facilement reconnaissable sur le circuit imprimé.

RECEPTEUR A TRANSISTORS POUR LES BANDES 14-21-28 MHz

Les caractéristiques de cette réalisation sont celles d'un récepteur professionnel, sensibilité supérieure à 0,5 µV, largeur de bande 7 kHz, efficacité du CAV : de 5 µV à 5 mV, la tension de sortie reste constante. La stabilité est excellente, même pour la réception des signaux SSB. Toutefois, ce montage exige une bonne expérience dans la réalisation des superhétérodynes.

Pour en comprendre le fonctionnement, sans s'étendre dans les particularités du schéma électrique, examinons le diagramme de la figure I-17, avant d'aborder les schémas des figures I-18, I-20 et I-21. Supposons que le commutateur de gamme soit disposé sur la bande 14 MHz (20 m) et que le signal d'entrée ait une fréquence de 14 MHz. Après amplification par l'étage

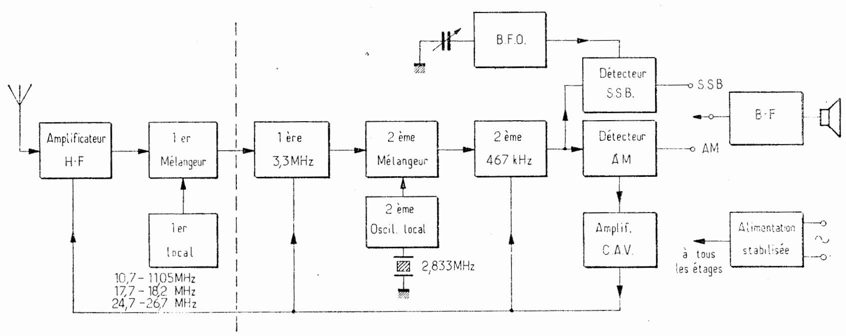


FIG. I-17

HF, il passe dans le premier mélangeur qui reçoit également le signal du premier oscillateur local à 10,7 MHz. Le signal de battement obtenu par différence est amplifié par le premier étage à fréquence intermédiaire 3,3 MHz, pénètre dans le second mélangeur, bat avec l'oscillateur local, piloté par quartz, qui donne un signal de 467 kHz, lequel est amplifié par le second étage FI, puis détecté.

Il en est de même pour les autres fréquences et les autres bandes : la section HF constituée par l'amplificateur HF, premier mélangeur, premier oscillateur local, transforme tous les signaux accordés en un signal de fréquence environ 3,3 MHz, qui ensuite passe dans le premier étage amplificateur FI. Les circuits oscillants (voir figure I-18), par exemple le premier, comportant une bobine avec noyau, un condensateur fixe C_1, un trimmer d'ajustage C_2 et le variable CV. Le condensateur variable est un 3 × 25 pF dont on a enlevé une lame extérieure du rotor à chaque section.

En agissant sur C_2 et le noyau, on fera en sorte que la rotation complète du CV donne le balayage complet de la bande désirée.

Comme on ne trouve pas de transformateurs 3,3 MHz dans le commerce, ni sur une fréquence voisine, il sera nécessaire de les réaliser. Pour cela, on utilise deux vieux transformateurs MF, dont les enroulements sont enlevés, puis rebobinés. Ces transformateurs désignés par P_1 et P_2 ont les caractéristiques suivantes : rapport 7 : 1 - capacité d'accord primaire 150 pF - N_1 : 56 spires - N_2 8 spires, fil de litz sur un support diamètre 6 mm, longueur

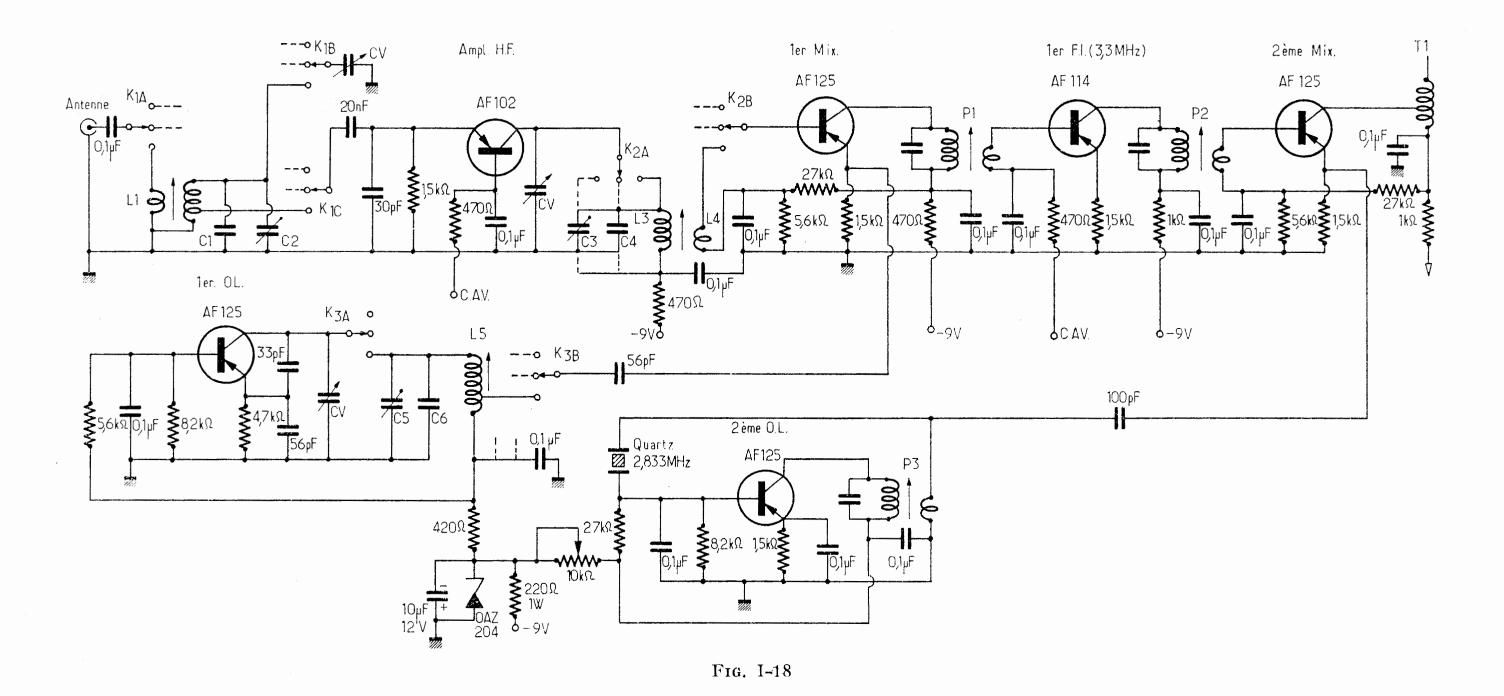

Antenne
K1A
K1B
CV
K1C
L1
C1
C2
1er. OL.
Ampl. H.F.
AF102
20nF
30pF
1,5kΩ
470Ω
0,1µF
C.A.V.
CV
K2A
C3
C4
L3
470Ω
-9V
L4
0,1µF
K2B
1er Mix.
AF125
27kΩ
5,6kΩ
1,5kΩ
470Ω
P1
1er F.I. (3,3MHz)
AF114
470Ω
1,5kΩ
P2
1kΩ
2ème Mix.
AF 125
56kΩ
1,5kΩ
T1
27kΩ
1kΩ
AF125
K3A
33pF
4,7kΩ
56pF
5,6kΩ
8,2kΩ
C5
C6
L5
K3B
56pF
100pF
2ème O.L.
Quartz
2,833MHz
AF125
P3
8,2kΩ
1,5kΩ
420Ω
27kΩ
10kΩ
220Ω
1W
-9V
10µF
12V
OAZ
204

FIG. I-18

3 cm - distance entre les enroulements 5 mm. Le primaire est enroulé en deux couches en utilisant le fil récupéré sur les anciens enroulements. L'accord sera effectué au grid-dip sur 3,3 MHz.

Le signal 3,3 MHz entre ensuite dans le second mélangeur ou il bat avec le second oscillateur local, piloté par un quartz 2,833 MHz. Le transformateur P_3, comporte, sur un support identique aux précédents, 55 spires au primaire et 3 spires au secondaire, fil émaillé 0,2 mm. La capacité d'accord du primaire a une valeur de 270 pF. On vérifiera l'oscillateur à l'aide d'un autre récepteur ; dans la négative, on intervertira les bornes du secondaire de T_4 (fig. I-20).

Les valeurs des selfs et capacités du groupe d'accord sont indiquées dans le tableau ci-dessous. On prendra des mandrins Lipa de 6 mm de diamètre à noyau ferroxcube et du fil de cuivre étamé, diamètre 0,6 mm.

	14 MHz	21 MHz	28 MHz
L_1	2 spires sur L_2	2 spires sur L_2	2 spires sur L_2
L_2	9 spires prise 3½	6 spires prise 2½	6 spires prise 2½
C_1	200 pF	175 pF	35 pF
C_2	5-60 pF	5-60 pF	5-60 pF
L_3	8 spires	5 spires	5 spires
L_4	2 spires sur L_3	2 spires sur L_3	2 spires sur L_3
C_3	5-60 pF	5-60 pF	5-60 pF
C_4	150 pF	175 pF	35 pF
L_5	10 spires prise 2	8 spires prise 1,5	7 spires prise 1,5
C_5	5-60 pF	5-60 pF	5-60 pF
C_6	120 pF	175 pF	35 pF

La fig. I-18 représente le circuit électrique de la section HF et première FI (3,3 MHz) $K_{1, 2, 3}$ est un commutateur céramique 4 galettes, 2 voies, 3 positions. K_{1A}, K_{1B} : 1re galette ; K_{1C} : 2e gal. ; K_{2A}, K_{2B} : 3e gal ; K_{3A}, K_{3B} : 4e gal. La seconde section amplificatrice FI est réalisée avec des transformateurs Philips série A3128, de très bonne qualité, ou tout autre type équivalent ; elle comporte quatre étages dont le dernier est soumis à une forte contre-réaction. Les trois premiers étages sont équipés chacun de deux transformateurs couplés en tête (voir figure I-20) pour améliorer la sélectivité et la courbe de réponse. A la sortie de T_9, le signal est détecté, et une partie, à travers le filtre passe-bas 5,6 kΩ-2,2 µF va à l'amplificateur de CAV (ASY77-ASY76) et au circuit auxiliaire du S-mètre. Par le commutateur $S_{1\,A,\,B,\,C}$, on prélève directement le signal A.M. ou bien on envoie le signal SSB au détecteur de produit constitué de deux AF117 ; le troisième AF117 constitue l'oscillateur BFO dont le condensateur d'accord doit se

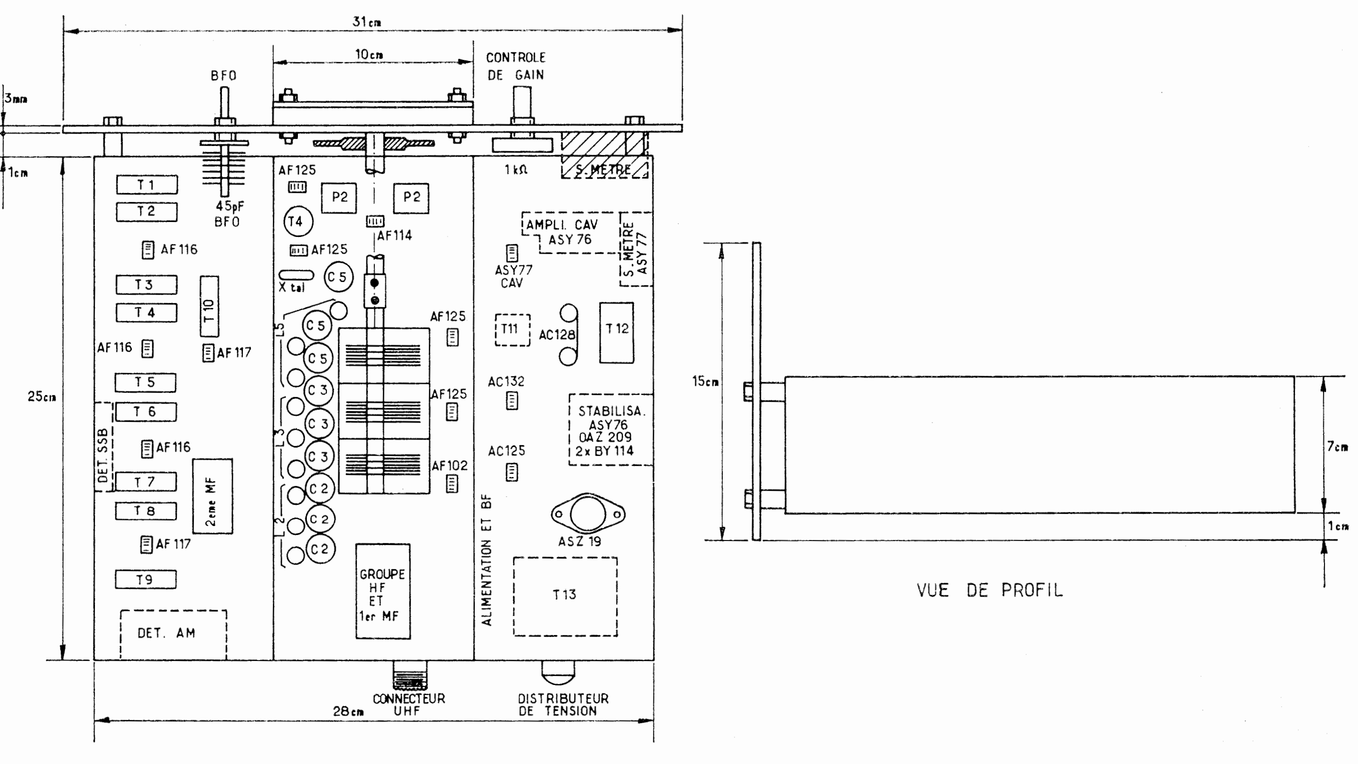

31cm
10cm
BFO
CONTROLE DE GAIN
3mm
1cm
1kΩ
S. METRE
T 1
T 2
45pF BFO
AF125
P2
P2
T4
AF114
AF125
AF 116
T 3
T 4
T 10
X tal
C 5
AF 116
AF 117
L5
C 5
C 5
AF125
T 5
T 6
DET. SSB
AF 116
L 3
C 3
C 3
C 3
AF125
AF102
T 7
T 8
2eme MF
AF 117
T9
L 2
C 2
C 2
C 2
GROUPE HF ET 1er MF
DET. AM
AMPLI. CAV ASY 76
S. METRE ASY 77
ASY77 CAV
T11
AC128
T 12
AC132
STABILISA. ASY76 OAZ 209 2x BY 114
AC125
ALIMENTATION ET BF
ASZ 19
T13
25cm
28cm
CONNECTEUR UHF
DISTRIBUTEUR DE TENSION
15cm
7cm
1cm
VUE DE PROFIL

Fig. I-19

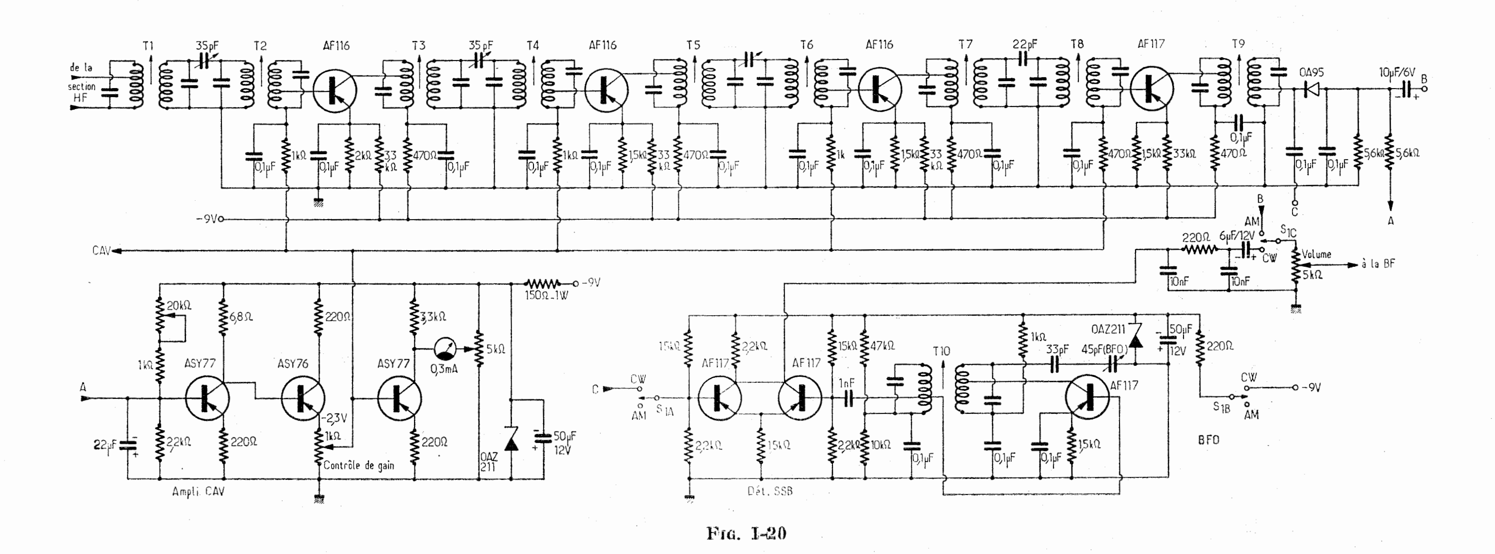

de la section HF
T1
35pF
T2
AF116
T3
T4
T5
T6
AF116
T7
22pF
T8
AF117
T9
OA95
10µF/6V
B
A
C
-9V
CAV
AM
CW
S1C
220Ω
6µF/12V
Volume
5kΩ
à la BF
10nF
150Ω-1W
20kΩ
6,8Ω
220Ω
3,3kΩ
0,3mA
5kΩ
1kΩ
ASY77
ASY76
-2,3V
22µF
2,2kΩ
Contrôle de gain
OAZ 211
50µF 12V
Ampli CAV
S1A
AF117
15kΩ
47kΩ
1nF
T10
10kΩ
Dét. SSB
33pF
45pF(BFO)
OAZ211
S1B
BFO

Fig. I-20

trouver sur le panneau. Ensuite, le signal est porté au niveau voulu par l'amplificateur B.F.

L'alimentation s'effectue à partir du secteur ou par une pile 12 V.

Réalisation pratique. Le plan de réalisation est indiqué à la figure I-19. La partie supérieure du châssis est constituée de trois plaques supportant les trois sections principales ; de gauche à droite, seconde FI, section HF et première FI, alimentation et BF. La plaque du milieu, section HF, est en cuivre, avec rebords de 10 mm environ pour plus de rigidité ; les soudures peuvent ainsi être faites directement au châssis.

Lorsque la réalisation mécanique est effectuée, on commence par le câblage électrique de l'alimentation ; régler le trimmer de 5 kΩ de manière à obtenir une tension de sortie de 9 V. Passer ensuite à l'alimentation et à la section BF ; celle-ci n'offre pas de difficulté (fig. I-21). Toujours sur le même châssis, monter l'amplificateur de CAV, relier à l'alimentation et régler la résistance de 20 kΩ de manière que la tension aux bornes du potentiomètre « contrôle de gain » soit d'environ 1,5 V.

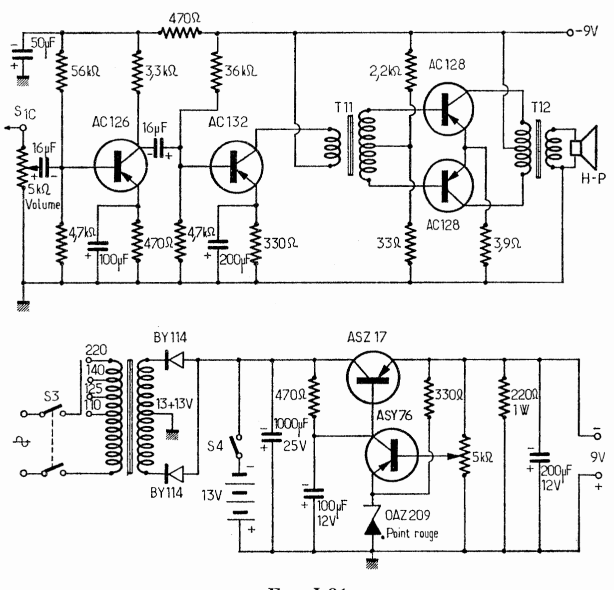


Fig. I-21

Procéder alors au montage de la partie gauche du châssis, c'est-à-dire la section amplificatrice FI 467 kHz avec détecteur AM et à produit (SSB). La sortie détection est reliée à la BF à travers S_1 et le pt A, sortie 467 kHz, au point A de l'amplificateur de CAV. Connecter ensuite le canal à la ligne CAV et à l'alimentation 9 V. Retoucher la résistance de 20 kΩ de l'amplificateur CAV de manière que le courant collecteur de l'AF117, dernier amplificateur FI, soit d'environ 1,5 mA avec le curseur du potentiomètre de gain du côté de l'émetteur de l'ASY 76. On peut alors équilibrer le pont du S-mètre en agissant sur le potentiomètre de 5 kΩ qui devra ensuite être retouché. Puis, avec un générateur sur 467 kHz, on peut commencer l'alignement préliminaire du canal : on injecte le signal entre masse et base, à travers un condensateur de 0,1 μF, sur la base du dernier étage et on règle T_9 au minimum de signal au S-mètre.

On passe ensuite au précédent, c'est-à-dire le troisième AF116 en injectant le signal comme précédemment, et on règle T_7 et T_8 ; on remonte, en arrière, jusqu'à T_3 et T_4, en réduisant toujours le signal de sortie du générateur, au fur et à mesure que l'on procède à l'alignement. Enfin, on relie le générateur à T_1 et on règle le secondaire de T_1 et de T_2.

Pour tarer T_{10}, on commute en SSB, et on agit sur le noyau, de manière que, avec le condensateur variable de 45 pF à moitié on ait le battement nul.

On pourra parfaire cet alignement de la section seconde FI à l'aide d'un oscillographe, pour améliorer la courbe de réponse en agissant sur les trimmers de T_1 et T_2, T_3 et T_4, T_5 et T_6 qui, au cours du premier alignement, sont à mi-course.

Passons maintenant au câblage du groupe HF et première FI, puis effectuons les connexions à T_1, au CAV, et à l'alimentation. La première chose à vérifier est que le deuxième oscillateur local fonctionne avec le potentiomètre de 10 kΩ court-circuité ; en cas de non-oscillation, inverser le secondaire de T_4. Injecter ensuite avec un générateur un signal 3,3 MHz sur la base du deuxième mélangeur, et régler le primaire de T_1. Passer ensuite sur la base de l'AF114, puis aligner P_2, et sur la base du premier mélangeur ; couper le premier oscillateur local et aligner P_1. Au cours de cette mise au point, il est nécessaire de s'assurer que P_1 et P_2 sont accordés sur 3,3 MHz avec le noyau à demi engagé à l'intérieur des enroulements. Nous insistons beaucoup sur cet alignement du fait que si P_1 et P_2 ne sont pas tarés à 3,3 MHz le bon fonctionnement du récepteur est compromis.

Toujours avec le signal 3,3 MHz sur la base du premier mélangeur, réduire au minimum et régler la résistance de 10 kΩ en série avec le deuxième oscillateur local pour améliorer la qualité de la note. Ne pas oublier de réduire toujours le signal du générateur au cours de la procédure d'étalonnage.

Avec l'aide d'un récepteur, on procède au réglage du premier oscillateur local ; avec une rotation d'un peu moins de 180° du condensateur variable, les plages de fréquences devront être les suivantes :

bande 14 MHz : 10,7 - 11,05 MHz
bande 21 MHz : 17,7 - 18, 2 MHz
bande 28 MHz : 24,7 - 26, 7 MHz

Pour l'obtenir, on agit sur le trimmer C_5 de 60 pF et sur le noyau de L_5 ; si cette action n'est pas suffisante, agir sur C_6.

Ceci fait, injecter le signal aux bornes antenne, et toujours en agissant sur les noyaux et sur les capacités, faire en sorte que les circuits oscillants de l'amplificateur HF se maintiennent alignés en début et en fin de bande :

bande 14 MHz : 14 - 14 350 MHz
bande 21 MHz : 21 - 21 500 MHz
bande 28 MHz : 28 - 30 MHz

Pour cela, on injecte dans l'antenne un signal de l'ordre du microvolt, et on obtient l'alignement quand, tant au début qu'à la fin de bande, la déviation de l'aiguille du S-mètre est la même.

Si l'opération a été bien réalisée, après avoir retouché la résistance de 20 kΩ de l'amplificateur de CAV de manière qu'en absence de signal, le courant du transistor de l'AF117 dernier amplificateur FI soit d'environ 1,5 mA, en injectant dans l'antenne un signal de 1 µV, modulé à 30 % à 2 kHz, on doit obtenir un bon signal de sortie. Pour l'améliorer, on peut avoir à retoucher la résistance de 10 kΩ en série avec le premier oscillateur local.

On pourra améliorer le rendement de l'appareil on vérifiant l'alignement à l'oscillographe.

De plus, le transistor ASY77, 1[er] amplificateur CAV, peut être remplacé par un type au silicium comme le BCZ11.

Ce montage a été décrit dans CQ elettronica.

Caractéristiques de quelques éléments :

$S_{1A, B, C}$ = commutateur 3 voies, 2 positions.

T_1 : A3128/40 - $T_{2,3,4,5,6,7,8}$: A3128/42 - T_9 : A3128/41 - T_{10} : A3128/42 Philips

T_{11} : transformateur pilote pour push-pull de AC128 - T_{12} : transformateur de sortie pour push-pull de AC128.

T_{13} : transformateur d'alimentation, primaire 110/220 V, secondaire 13 + 13 V - 1 A.

RECEPTEUR TRANSISTORISE TOUTES BANDES DECAMETRIQUES ET 144 MHz

Ce récepteur a été réalisé par notre ami F9QW pour équiper sa station mobile. Bien entendu son utilisation en fixe n'est pas interdite en adaptant l'alimentation.

Il comprend une gamme unique 3 à 5 MHz avec étage HF, mélangeur et oscillateur séparé, 3 étages MF 455 kHz, une détection AM, une détection FM, une détection BLU/CW, un ampli BF de 3,5 W, un AVC amplifié et un oscillateur étalon à quartz. Ce récepteur reçoit directement la gamme 80 m et possède 5 convertisseurs à large bande pour les gammes 7, 14, 21, 28 et 144 MHz pilotés par quartz et équipés de transistors à effet de champ dans les étages HF et mélangeurs comme d'ailleurs sur le récepteur principal. Comme on le voit il s'agit d'un appareil à double changement de fréquence sauf sur la bande des 80 m. L'étalonnage est unique pour toutes les bandes.

L'emploi des transistors à effet de champ (FET) améliore très sensiblement les performances sur le plan transmodulation et même sur celui de la sélectivité par suite de leur très haute impédance d'entrée.

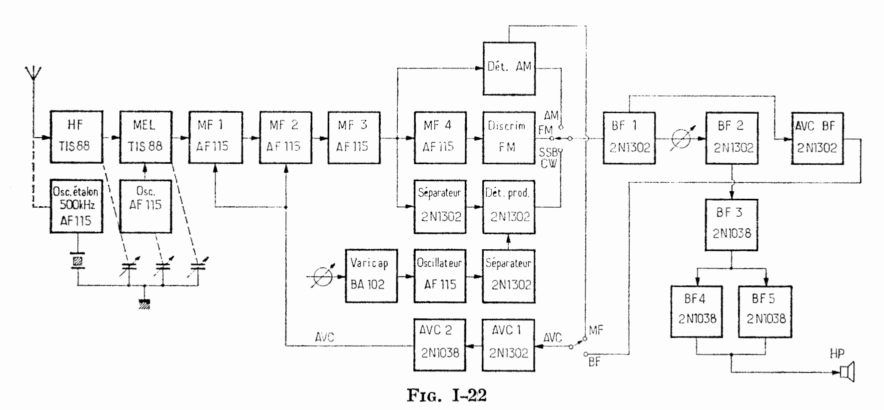


FIG. I-22

Le schéma synoptique du récepteur 3 à 5 MHz est donné à la fig. I-22. Le câblage est réalisé à « l'ancienne manière » : les transistors montés sur des supports. Le bâti étant en aluminium, on utilisera une contre plaque en tôle étamée de 5/10e, côté câblage, taillée et percée en même temps ce qui permet des points de masse très faciles. Il est fait largement appel à des barrettes à cosses directement soudées sur la masse pour réaliser des points de relais. Les convertisseurs sont enfichables grâce à des connecteurs de circuits imprimés.

Etude du récepteur 3-5 MHz.

L'entrée basse impédance de L_1 aboutit au commutateur qui connecte soit directement l'antenne sur la gamme 3 à 5 MHz, soit les convertisseurs sur les autres gammes. Le FET d'entrée est polarisé par un circuit RC classique ; son drain retourne au + 11,5 V au travers de L_2 et du découplage non moins classique. Cependant le primaire de L_2 comporte en fait une prise et le point opposé au drain retourne à la gate du FET au travers d'une capacité de l'ordre de 1 à 6 pF ajustable, constituant le neutrodynage. Il semble qu'avec le TIS88, cette précaution ne soit pas nécessaire étant donnée la faiblesse de sa capacité interne.

L'étage mélangeur un peu plus polarisé reçoit la HF dans sa gate et la tension d'oscillation dans sa source.

L'étage oscillateur qui peut être équipé de nombreux types de transistors utilise une bobine à prise pour doser la réaction. La polarisation de la base se fait au travers de 2 diodes IN2326 en série servant à la compensation de température. Si celle-ci s'élève, la chute de tension (quelques millivolts) dans ces diodes augmente, limitant l'effet de glissement de fréquence de l'oscillateur. Ces diodes peuvent être omises si l'on n'est pas trop exigeant en matière de stabilité. La tension HF venant de l'oscillateur devra être comprise entre 100 et 150 millivolts, compromis entre une bonne stabilité et une bonne sensibilité.

Le condensateur variable à 3 cages est au départ un 3 × 490 pF ; il suffit de retirer une lame sur deux au stator et au rotor pour le transformer en un 3 × 165 pF envion. Cette opération est assez délicate. Démonter n'est pas trop difficile mais il faut replacer ensuite les cages fixes bien parallèles et bien centrées. Les trimmers mica seront retirés et un ajustable 3/30 sera soudé à la place du bâti du trimmer, dans le trou de la vis.

La fréquence de l'oscillateur est inférieure de 455 kHz à celle des circuits HF.

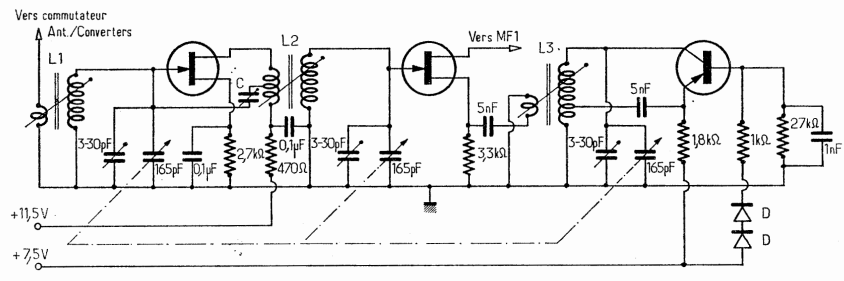


Fig. I-23

Caractéristiques des éléments tête HF (fig. I-23).

D = 1N2326.

Les bobines seront réalisées sur des mandrins Lipa de 10 mm de diamètre en fil de cuivre émaillé de 15/100. Spires jointives, bobines tangentes.

L_1 (antenne) 5 spires.

L_1 (CV-gate) 60 spires.

L_2 (drain) 27 spires dont 7 pour le neutrodynage.

L_2 (CV/gate) 60 spires.

L_3 (CV) 74 spires, prise à 3,5 spires à partir de la masse.

L_3 (couplage) 5 spires.

CV = 3 × 165 pF = CV Radio JD REF 560, réduit à 7 lames mobiles et 6 lames fixes.

Cadran Wireless L = 150, h = 75. Démulti 1 vitesse.

Pour les deux premiers étages les transistors utilisés seront des 2N3819, TIS34 ou TIS88 ; le dernier étage sera équipé d'un AF124 ou équivalent (AF121, AF115).

Etages MF (fig. I-24).

Ils sont équipés de transformateurs à deux enroulements, blindés l'un par rapport à l'autre, le couplage prévu étant capacitif. La sélectivité qui en résulte peut être réglée de 2 à 10 kHz environ. Plus les capacités de liaison seront faibles, meilleure sera la sélectivité. Les transistors utilisés sont relativement peu performant mais ne doivent pas avoir une capacité interne trop importante sous peine d'accrochage.

L'AVC commande seulement les deux premiers étages ; tout le reste de cette partie est très classique et n'attire pas de commentaires particuliers. Les transistors utilisés sont des AF115, AF128, AF124, AF125.

Détection et AVC (fig. I-25).

Trois détections sont prévues sur cet appareil.

La détection modulation d'amplitude s'effectue dans un circuit haute impédance grâce à l'utilisation d'un transformateur MF retourné. La tension continue de détection permettra de commander l'amplificateur d'AVC. Un circuit limiteur de parasites (à niveau ajustable) est incorporé ; il nécessite une diode silicium à résistance inverse élevée. Le potentiomètre de 10 kΩ à interrupteur permet d'en doser l'efficacité ou de le mettre hors service.

La détection FM emploie un étage MF supplémentaire attaqué à partir de la sortie du transformateur MF T_4. Le transformateur du discriminateur emploie une pièce identique à T_1 par exemple mais :

a) la cloison interne a été retirée entre les deux pots et a été remplacée par une pièce en forme de languette taillée dans du feuillard de tôle étamée. Cette languette sera plus ou moins tirée afin de faire varier le couplage entre les deux pots au moment du réglage du discriminateur. Elle sera ensuite soudée au châssis.

b) Le pot secondaire est entièrement débobiné. On rebobine deux fils simultanément avec le même nombre de tours que sur le bobinage d'origine. Les enroulements sont ensuite mis en série et réaccordés par la capacité fixe d'origine.

On obtient ainsi un transformateur MF discriminateur 455 kHz miniature, pièce sans doute introuvable dans le commerce. La bobine d'arrêt MF a été réalisée en bobinant environ 500 tours de fil 10/100 émail sur un mandrin stéatite de 6 mm de diamètre et de 20 mm de longueur environ, avec un fil sorti à chacune de ses extrémités pour la sortie des connexions. Des joues ont été prévues pour maintenir le fil avant de coller au vernis HF.

La détection BLU/CW fait usage d'un détecteur de produit comprenant 4 transistors. Le premier attaqué par le même circuit que la MF FM sert de séparateur ; il est couplé au second qui est le détecteur de produit. Un troisième transistor est utilisé pour produire l'oscillation locale ; il utilise comme bobinage un transfo MF T_7 identique à T_4 ou T_5. La capacité variable est une varicap BA102 commandée par un potentiomètre. Le quatrième transistor est un étage séparateur entre le détecteur de produit et l'oscillateur. L'ensemble doit fonctionner du premier coup, seuls la capacité et éventuellement le noyau de la bobine devant être ajustés pour obtenir la fréquence 455 kHz au milieu de la course du potentiomètre. Ces trois

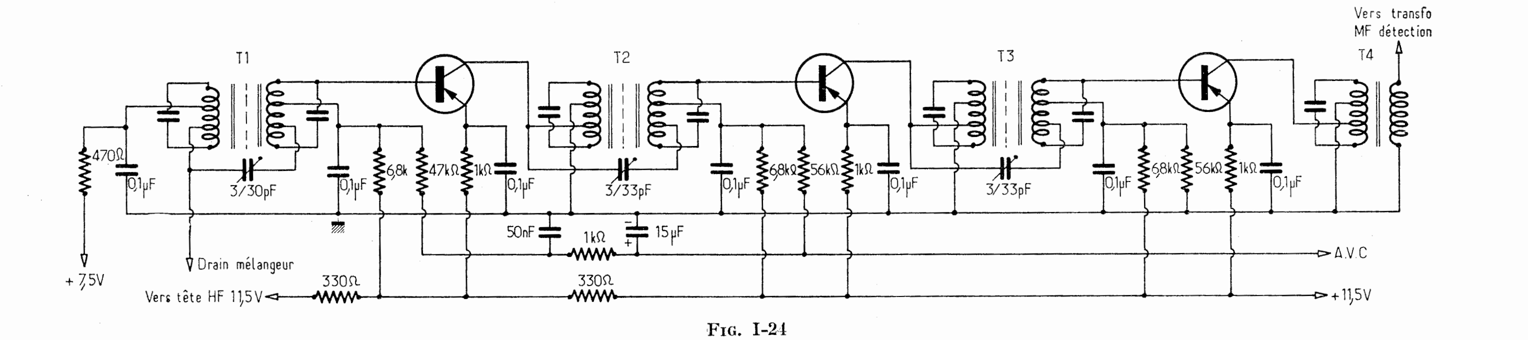
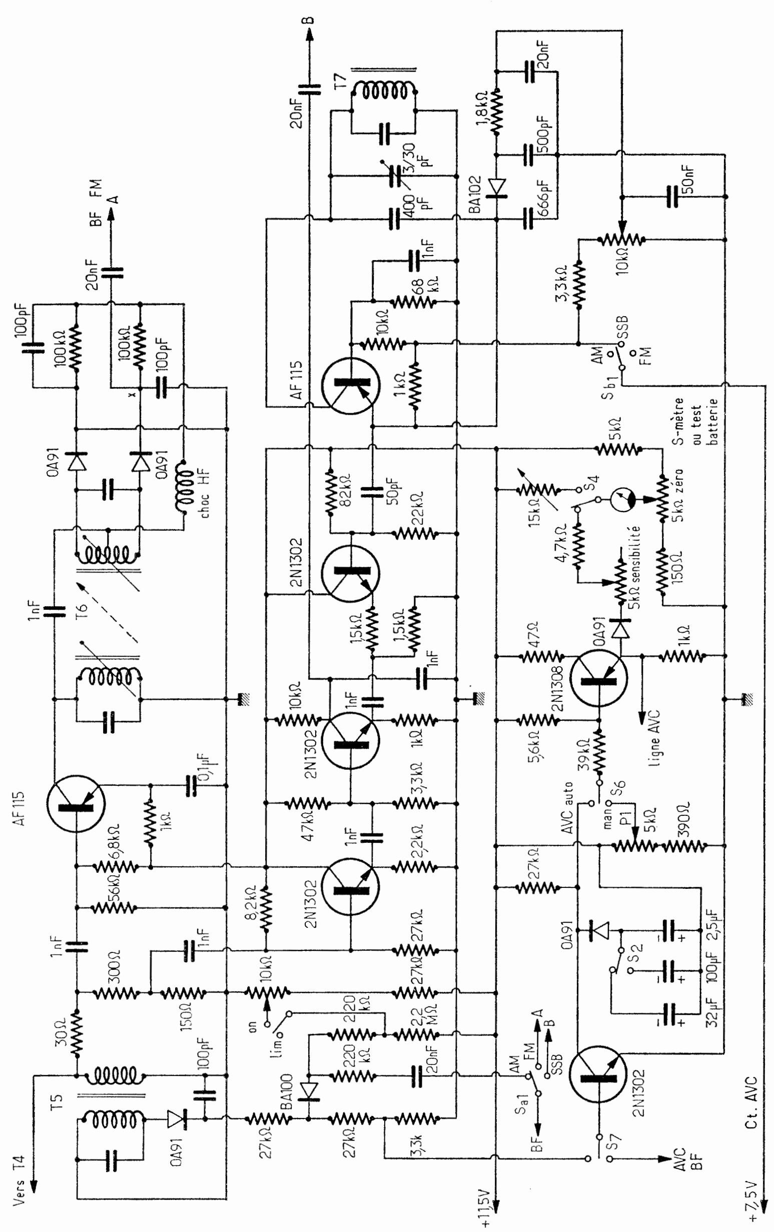

Vers transfo
MF détection
T1
T2
T3
T4
470Ω
0,1μF
3/30pF
0,1μF
6,8k
47kΩ
1kΩ
0,1μF
3/33pF
0,1μF
6,8kΩ
56kΩ
1kΩ
0,1μF
3/33pF
0,1μF
6,8kΩ
56kΩ
1kΩ
0,1μF
50nF
1kΩ
15μF
Drain mélangeur
A.V.C
+ 7,5V
Vers tête HF 11,5V
330Ω
330Ω
+11,5V

Fig. I-24



AF115
2N1302
2N1308
T5
T6
T7
OA91
BA100
BA102
choc HF
BF FM
Vers T4
S-mètre
ou test
batterie
5kΩ zéro
5kΩ sensibilité
ligne AVC
AVC auto
man
AVC
BF
Ct. AVC
+11,5V
+7,5V
SSB
AM
FM
lim
on

FIG. I-25

types de détection aboutissent sur un commutateur à trois positions connecté à l'entrée de l'amplificateur BF.

Le circuit de contrôle de gain comprend deux étages à liaison courant continu. Le premier étage équipé d'un 2N1302 reçoit sur sa base la tension provenant soit de la détection AM, soit de la BF par l'intermédiaire d'un inverseur. L'AVC d'origine BF étant préférable en BLU, la sortie de cet étage se fait au travers d'une diode, évitant ainsi la décharge des capacités de constante de temps. Trois constantes de temps peuvent être choisies par l'intermédiaire de S_2 et un second commutateur (S_6) permet de travailler soit en AVC par connexion avec l'étage précédent, soit en MVC avec ajustage par le potentiomètre P_1. Le second étage de contrôle de gain utilise un 2N1038 dont la sortie émetteur attaque la ligne AVC. Le S-mètre (cadre de 1 mA) reçoit au travers d'une diode — pour éviter un éventuel départ à l'envers — cette même tension. Un pont de résistance ajustable permet de compenser la chute de tension à l'intérieur du transistor et une résistance série ajustable dose la sensibilité. Un inverseur S_4 permet de vérifier la tension batterie.

Caractéristiques des éléments des fig. I-24 et I-25

MA = O — 1 mA.

Transfos MF : Oreor 455 kHz : T_1 = T_2 = T_3 = T_6 double, TM53. T_4 = T_5 = T_7 simple, TM_1. (30, rue de la Plaine, Paris 20ᵉ. Tél. 343.08.78).

Ampli BF (fig. I-26).

Le premier étage 2N1302 est couplé au commutateur de choix de détection. Par sortie émetteur on attaque :

a) l'étage BF destiné à l'attaque de l'AVC BLU également muni d'un 2N1302.

b) le second étage BF également équipé d'un 2N1302. Seul cet étage est sensible à la commande de niveau de P_2.

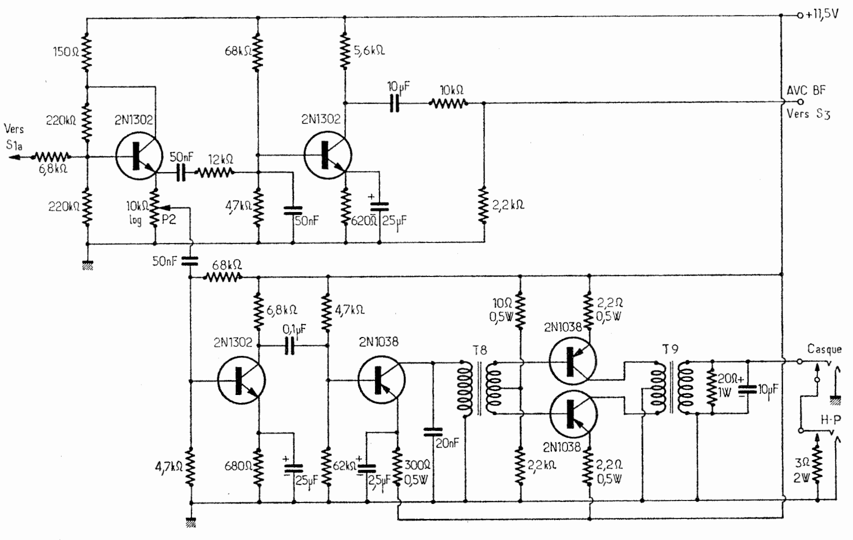


Fig. I-26

La sortie du second étage attaque un 2N1038 qui à son tour attaque le transformateur driver du push-pull de 2N1038. La réserve de gain est très large et la puissance de sortie est de l'ordre de 4 watts nécessaires dans l'ambiance souvent bruyante d'une voiture ; une sortie casque avec jacks inverseurs a été prévue. Le schéma est tel que le débranchement accidentel des deux sorties évite le claquage des transistors de sortie ou du transformateur.

LES CONVERTISSEURS

Nous disposons donc d'une entrée assimilable à une MF variable de 3 à 5 MHz qui nous permet de recevoir les bandes amateurs les plus larges. La sensibilité de l'appareil étant très suffisante pour recevoir la bande 80 mètres, nous connecterons directement l'aérien sur le récepteur principal.

Sur les autres bandes, nous utiliserons des convertisseurs pilotés par quartz. Les schémas de ces convertisseurs sont plus ou moins différents suivant la bande considérée, le gain devant croitre avec la fréquence pour lutter contre les atténuations de toutes sortes. Nous emploierons néanmoins les mêmes transistors et les mêmes circuits d'accord au moins sur décamétrique.

Convertisseur 7 MHz (fig. I-27).

Il utilise un accord antenne réglé sur 7,100. Un secondaire basse impédance attaque le transistor FET monté en « porte à la masse », cette disposition permettant d'avoir un gain plus faible avec une sélecvité convenable. Le circuit intermédiaire entre étage HF et mélangeur utilise deux bobines avec couplage capacitif formant filtre de bande ; le réglage des deux noyaux et de l'ajustable 15 pF permet d'obtenir une bande passante pouvant aller jusqu'à 200 kHz sans aucun problème.

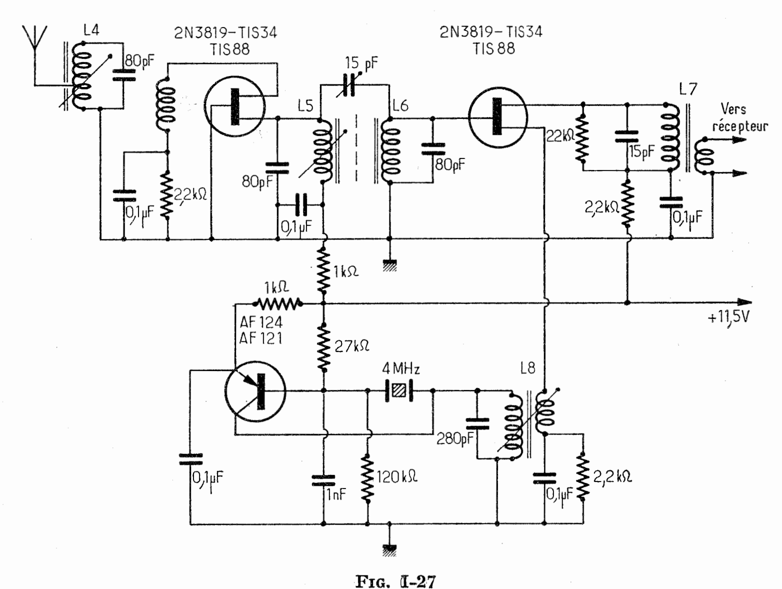


FIG. I-27

L'étage mélangeur FET reçoit le 7 MHz sur sa « porte » et l'oscillation locale sur sa source. Un circuit à large bande à couplage à basse impédance, attaquant l'entrée 3,5 MHz charge le drain. Ce circuit est amorti

convenablement. Nous précisons à ce sujet qu'il est facile d'obtenir 2 MHz de bande passante si nécessaire avec un tel circuit.

L'oscillateur est classique ; il utilise un AF115 « émetteur à la masse ». Le quartz est un 4 MHz de façon à obtenir la fréquence 7 MHz sur le repère 3 MHz du récepteur. Il est à noter que l'harmonique 2 de ce quartz interdira toute réception sur le 8 MHz au moins à ± 50 kHz. Un quartz calé sur un autre point ou utilisant l'autre battement pourrait éventuellement être utilisé ; cette dernière solution ayant l'inconvénient d'inverser l'accord. Un point concernant la capacité de 1 nF placée entre base et masse est à préciser. Cette capacité est fonction de l'activité du quartz ; une mauvaise valeur peut provoquer soit un blocage soit des oscillations parasites. La procédure de réglage n'apporte pas de difficultés, les circuits devant être centrés vers 7,1 MHz, sauf l'oscillateur qui est réglé sur 4 MHz.

Convertisseurs 14, 21, 28 MHz (fig. I-28).

Si les schémas de ces trois convertisseurs sont identiques, certaines valeurs sont différentes et seront données en annexe.

L'étage HF est du type « source à la masse » et un neutrodynage est réalisé grâce à une prise sur la bobine de drain. Une table précisera la valeur des différents bobinages utilisés.

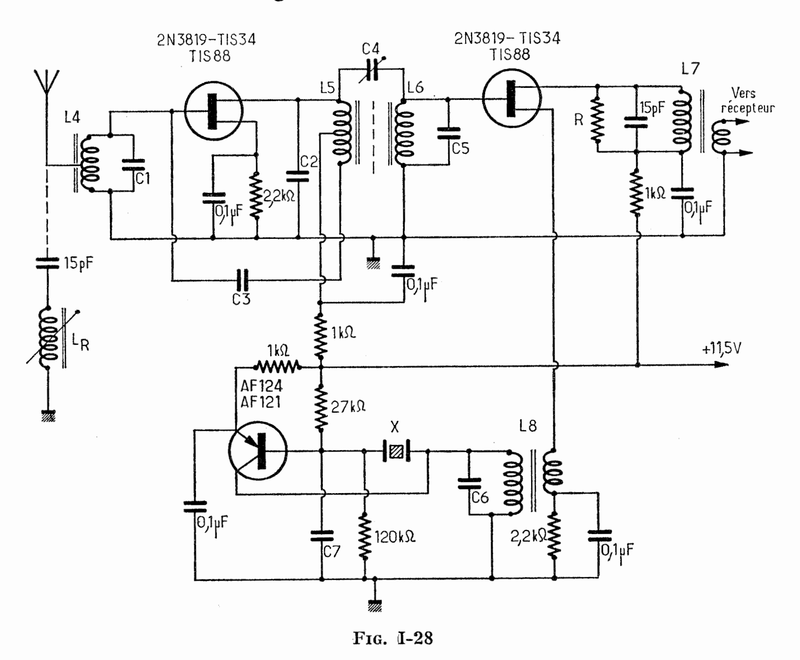


Fig. I-28

On retrouve le même filtre de bande entre HF et mélangeur, le même circuit de sortie et le même schéma d'oscillateur avec toutefois des valeurs de capacité différentes entre base et masse.

Les fréquences centrales d'accord ont été fixées à :

a) 14,4 MHz (ce qui permet d'écouter WWV sur 15 MHz).

b) 21,6 MHz.

c) 28,8 MHz.

Les accords des circuits oscillateurs sont respectivement réglés sur 11, 18 et 25 MHz.

Sur le convertisseur 28 MHz un circuit réjecteur accordé sur 21,5 MHz environ bloque les stations de radiodiffusion. C : 15 pF, L_R : Lipa ∅ 6 fil 20/100e émaillé 26,5 spires jointives. Noyau à ajuster. La connexion est représentée en pointillé sur le schéma.

Le plan de montage des convertisseurs est donné figure I-29.

La feuille de clinquant en forme de L revient masquer la partie inférieure des boîtiers alu des bobinages HF ; elle est pincée entre la plaque alu du châssis et la « paddle card ». Les boîtiers alu sont vissés latéralement sur la plaque aluminium. Une équerre fixée à droite sous l'accord oscillateur reçoit le support du quartz (boîtier 12,8 × 19 × 2 × 7,3).

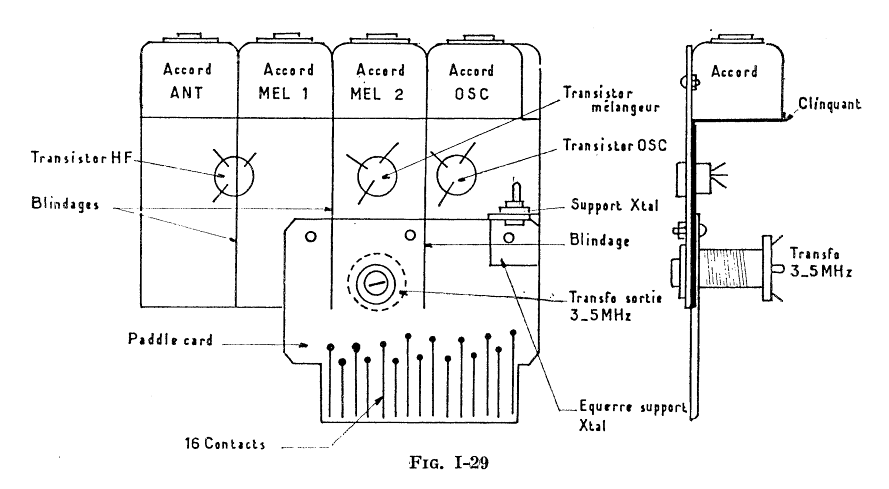


FIG. I-29

Oscillateur étalon (fig. I-30).

Nous avons employé un cristal 500 kHz qui nous fournit 5 points de mesure. Cet essai doit être fait de préférence sur la gamme 3-5 MHz afin d'éviter que les harmoniques supérieurs du quartz ne soient reçus par un convertisseur ce qui risquerait de donner deux points très voisins.

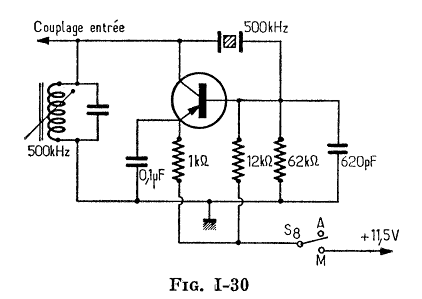
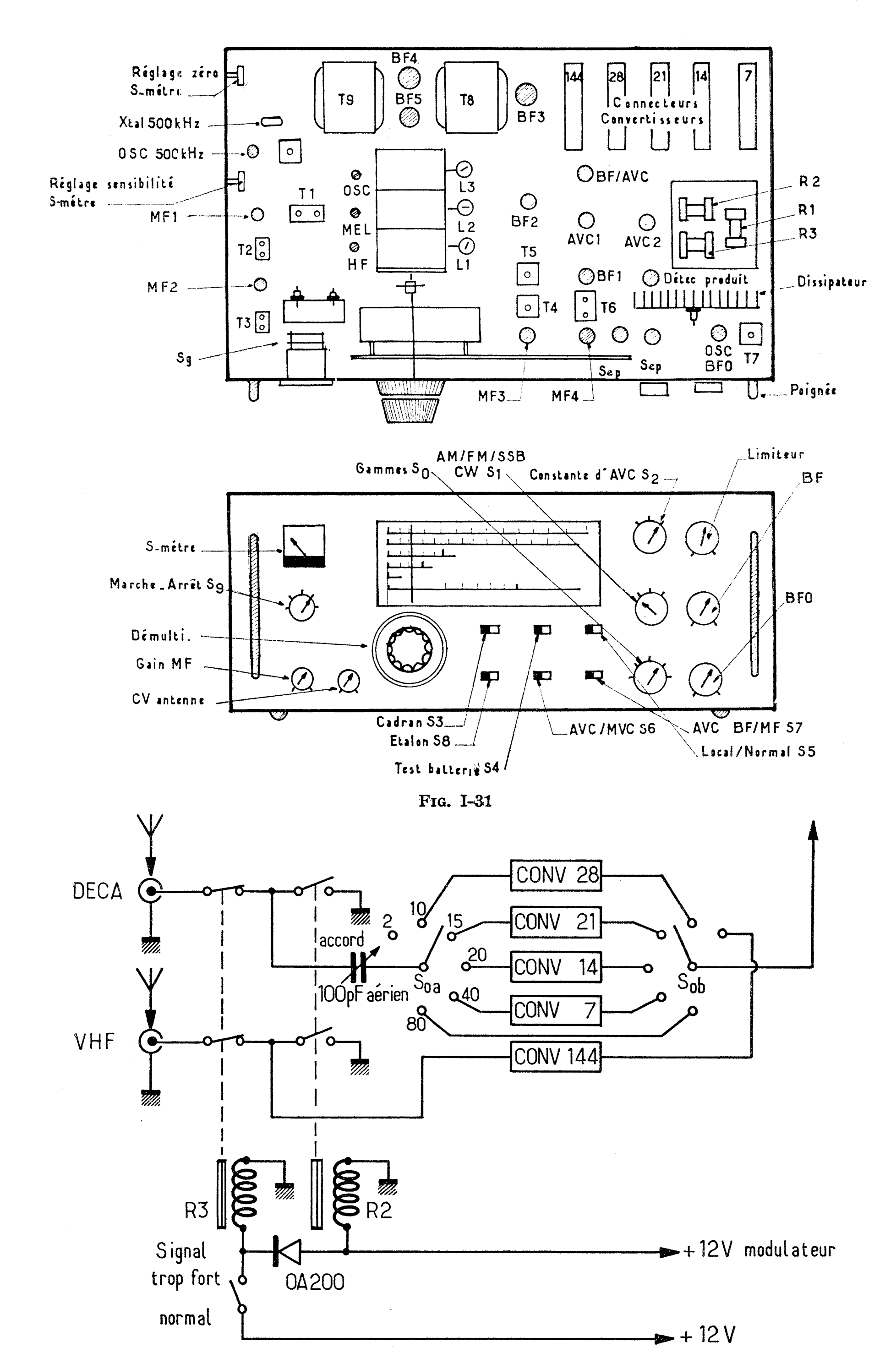


FIG. I-30

Le circuit proposé est très simple ; le transistor AF115 est monté en « émetteur à la masse » et le cristal est branché entre base et collecteur. Là encore, la capacité de découplage de base est fonction de l'activité du



Réglage zéro
S-mètre
Xtal 500kHz
OSC 500kHz
Réglage sensibilité
S-mètre
MF1
MF2
Sg
T1
T2
T3
T4
T5
T6
T7
T8
T9
BF1
BF2
BF3
BF4
BF5
OSC
MEL
HF
L1
L2
L3
BF/AVC
AVC1
AVC2
Détec produit
Connecteurs
Convertisseurs
144
28
21
14
7
R2
R1
R3
Dissipateur
OSC
BFO
Sep
MF3
MF4
Poignée
Fig. I-31
AM/FM/SSB
Gammes S0
CW S1
Constante d'AVC S2
Limiteur
BF
BFO
S-mètre
Marche-Arrêt S9
Démulti.
Gain MF
CV antenne
Cadran S3
Etalon S8
Test batterie S4
AVC/MVC S6
AVC BF/MF S7
Local/Normal S5
DECA
VHF
accord
100pF aérien
2
10
15
20
40
80
S0a
S0b
CONV 28
CONV 21
CONV 14
CONV 7
CONV 144
R3
R2
Signal
trop fort
normal
OA200
+12V modulateur
+12V

Fig. I-32

quartz. La valeur de 620 pF a été retenue dans notre cas. Le circuit d'accord provient d'une vieille MF dont on a diminué la capacité d'accord pour la monter vers 500 kHz. Un fil partant du collecteur viendra se coupler très lachement à l'entrée de la tête HF afin de donner un signal qui puisse néanmoins être facilement trouvé, même en cas de QRM.

Les figures I-31 et I-32 donnent des indications sur la réalisation générale.

F	L	∅ lipa mm	Spires N	∅ fil en /100	Observations
3,5	L_{1p}	10	60	15	Bobinages tangents.
»	L_{1s}	»	5	»	
»	L_{2p}	»	27	»	Prise à 7 spires du neutro pour le + 11,5 V. Bobinages tangents.
»	L_{s2}	»	60	»	
»	L_{3p}	»	74	»	Prise à 3,5 spires de la masse pour émetteur.
»	L_{3s}	»	5	»	Bobinages tangents.
7	L_4	8	29	29	Prise à 5,25 spires pour antenne à partir de la masse, secondaire 4,5 spires. Bobinages tangents.
»	L_5	»	29	»	
»	L_6	»	29	»	
»	L_{7p}	10	126	10	Valable pour tous les convertisseurs.
»	L_{7s}	»	13	15	Bobinages tangents.
»	L_{8p}	8	25	28	Bobinages tangents.
»	L_{8s}	»	1,5	»	
14	L_4	»	25	40	Prise à 3,5 spires pour antenne à partir de la masse.
»	L_5	»	21	»	Prise à 7 spires du + 11,5 V à partir du neutro.
»	L_6	»	21	»	
»	L_{8p}	»	23	»	Bobinages tangents.
»	L_{8s}	»	1,4	»	
21	L_4	»	15	»	Prise à 3,5 spires pour antenne à partir de la masse.
»	L_5	»	13	»	Prise à 6 spires du 11,5 V à partir du neutro.
»	L_6	»	12	»	
»	L_{8p}	8	18	40	
»	L_{8s}	»	1,4		Bobinages tangents.
28	L_4	»	12	»	Prise à 2,2 spires pour antenne à partir de la masse.
»	L_5	»	10	»	Prise à 3 spires du 11,V à partir du neutro.
»	L_6	»	12	»	
»	L_{8p}	»	15	»	Bobinages à 3 mm l'un de l'autre environ.
»	L_{8s}	»	0,5	»	

F	C_1	C_2	C_3	C_4	C_5	C_6	C_7	R	xtal
14	30	40	10	12	30	47	500	22 k	11 MHz
21	10	40	5	9	30	30	—	27	18
28	9	40	4	15	9	20	—	22	25

RECEPTEUR DE TRAFIC (3,5-30 MHz) A DOUBLE CHANGEMENT DE FREQUENCE (AM-CW-SSB)

Un tel récepteur est forcément complexe et sa mise en chantier ne saurait être proposée comme une entreprise à la portée de tous mais nous allons essayer de la rendre accessible au plus grand nombre. Pour en diminuer au maximum le prix de revient, on n'a utilisé ni quartz pour piloter l'oscillateur des différentes bandes, ni filtre mécanique dont l'intérêt n'est pas niable mais, qui augmente considérablement le prix des composants. Malgré ces concessions d'ordre économique, l'ensemble que nous proposons ci-dessous est de nature à donner satisfaction tant sur le plan de la sélectivité que de la sensibilité pour l'écoute des stations travaillant en AM, en SSB ou en CW.

Le diagramme de la figure I-33 montre la conception du récepteur qui comporte devant la partie détecteur-ampli BF, un premier changement de fréquence à oscillateur variable couvrant de 1,5 à 2 MHz à moyenne fréquence de 470 kHz et que l'on fait précéder d'un convertisseur multibandes à accord fixe et oscillateur stabilisé couvrant de 3,5 MHz à 30 MHz.

Pour simplifier les choses, la construction en a été faite par modules séparés mais les plus expérimentés de nos lecteurs ne manqueront pas de se pencher sur la réalisation de circuits imprimés tout en respectant scrupuleusement les valeurs des éléments du schéma de chaque sous-ensemble. Il reste bien entendu que l'on pourrait rechercher la réalisation d'un circuit imprimé unique réunissant les trois parties que nous allons passer en revue dans l'ordre suivant :

1. La platine MF à accord variable.
2. Le détecteur de produit, le BFO, l'amplificateur BF et l'alimentation.
3. Le convertisseur d'entrée.

1. *La platine MF, à accord variable.*

Ce n'est pas autre chose qu'un récepteur avec étage HF à simple changement de fréquence, amplificateur MF 470 kHz à deux étages et amplificateur de CAG. La figure I-34 en reproduit le schéma.

Pour obtenir un bon coefficient de surtension dans le circuit d'entrée, le couplage du primaire L_1 au secondaire L_2 est réduit et la base du premier transistor est réunie à un point très proche de la masse. On notera que si L_1 est réunie à la ligne positive, c'est dans la perspective de la liaison au mélangeur de la platine du convertisseur d'entrée. Ce même étage est chargé par un filtre de bande à deux circuits, L_3—L_4, qui présente une réponse relativement plate entre 1,5 et 2 MHz et coupe brutalement aux deux extrémités.

L'oscillateur, Tr_6, est un Colpitts à forte capacité, stabilisé en alimentation par la diode zener D_3. L'étage mélangeur Tr2 étant relié à un circuit

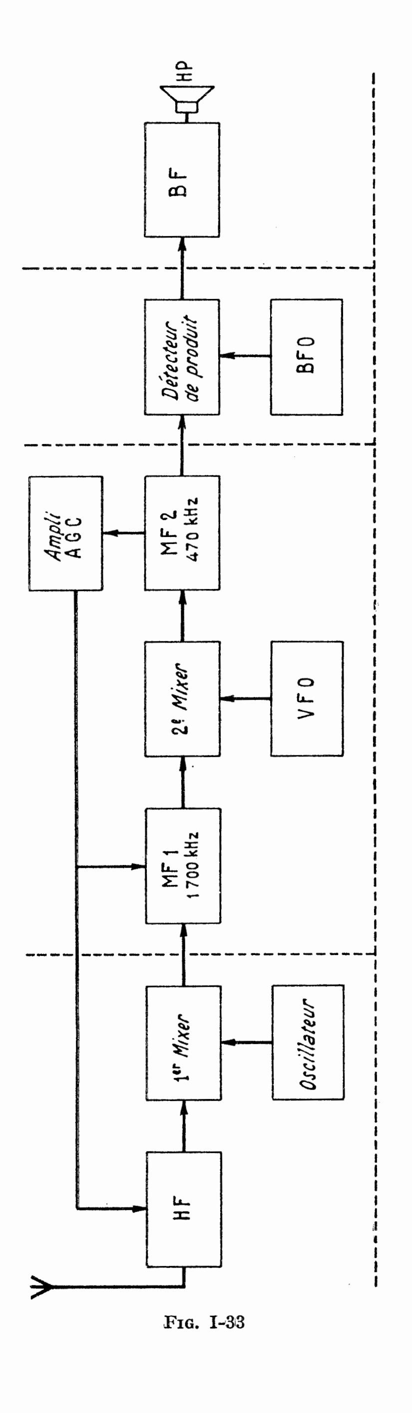

HF
1er Mixer
Oscillateur
MF 1
1 700 kHz
2e Mixer
VFO
MF 2
470 kHz
Ampli
AGC
Détecteur
de produit
BFO
BF
HP

FIG. I-33

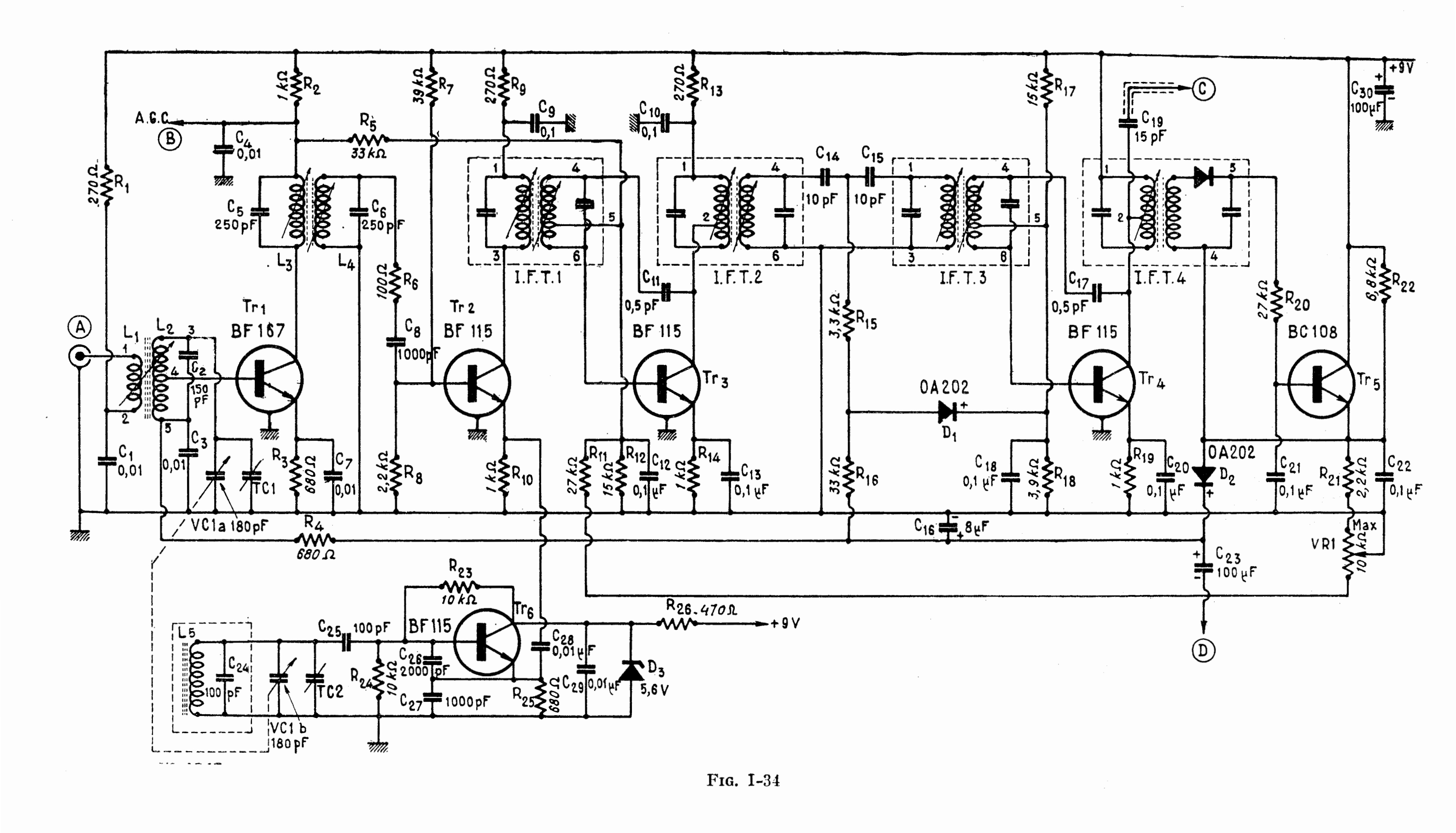

A
B
C
D
A.G.C.
+9V
R1 270Ω
R2 1kΩ
R4 680Ω
R5 33kΩ
R6 100Ω
R7 39kΩ
R8 2,2kΩ
R9 270Ω
R10 1kΩ
R11 27kΩ
R12 15kΩ
R13 270Ω
R14 1kΩ
R15 3,3kΩ
R16 33kΩ
R17 15kΩ
R18 3,9kΩ
R19 1kΩ
R20 27kΩ
R21 2,2kΩ
R22 6,8kΩ
R23 10kΩ
R24 10kΩ
R25 680Ω
R26 470Ω
R3 680Ω
C1 0,01
C2 150 pF
C3 0,01
C4 0,01
C5 250pF
C6 250pF
C7 0,01
C8 1000pF
C9 0,1
C10 0,1
C11 0,5pF
C12 0,1µF
C13 0,1µF
C14 10pF
C15 10pF
C16 8µF
C17 0,5pF
C18 0,1µF
C19 15pF
C20 0,1µF
C21 0,1µF
C22 0,1µF
C23 100µF
C24 100pF
C25 100pF
C26 2000pF
C27 1000pF
C28 0,01µF
C29 0,01µF
C30 100µF
L1
L2
L3
L4
L5
Tr1 BF 167
Tr 2 BF 115
Tr3 BF 115
Tr4 BF 115
Tr5 BC108
Tr6 BF115
I.F.T.1
I.F.T.2
I.F.T.3
I.F.T.4
0A202 D1
0A202 D2
D3 5,6V
VC1a 180pF
VC1b 180pF
TC1
TC2
VR1 10kΩ
Max

Fig. I-34

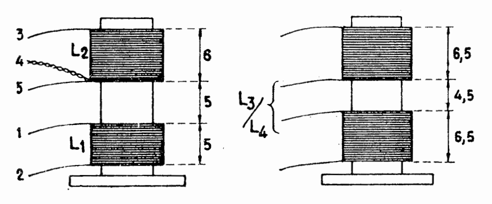


FIG. I-35

à large bande ne demande aucun accord variable. C'est pourquoi un condensateur à 2 cages, Vc_{1a} et VC_{1b}, de 2 × 180 pF suffit à accorder l'oscillateur et l'étage d'entrée. Il importe toutefois que les deux éléments soient complètement séparés et cloisonnés l'un par rapport à l'autre afin qu'aucune tension HF provenant de l'oscillateur ne soit présente à l'entrée.

Tr2 est le mélangeur et son collecteur est chargé par un transformateur IFT_1 dont le secondaire comporte une prise intermédiaire suffisamment basse pour maintenir le Q à une valeur acceptable, compatible avec une bonne sélectivité. La fréquence d'accord de cette chaîne MF qui se poursuit par un filtre à bande passante étroite est de 470 kHz, à quelques kilohertz près, bien entendu selon le matériel disponible. IFT_2 et IFT_3 sont montés dos à dos avec faible couplage en tête présentant successive-

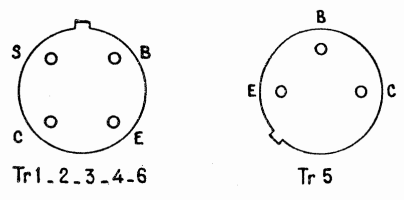
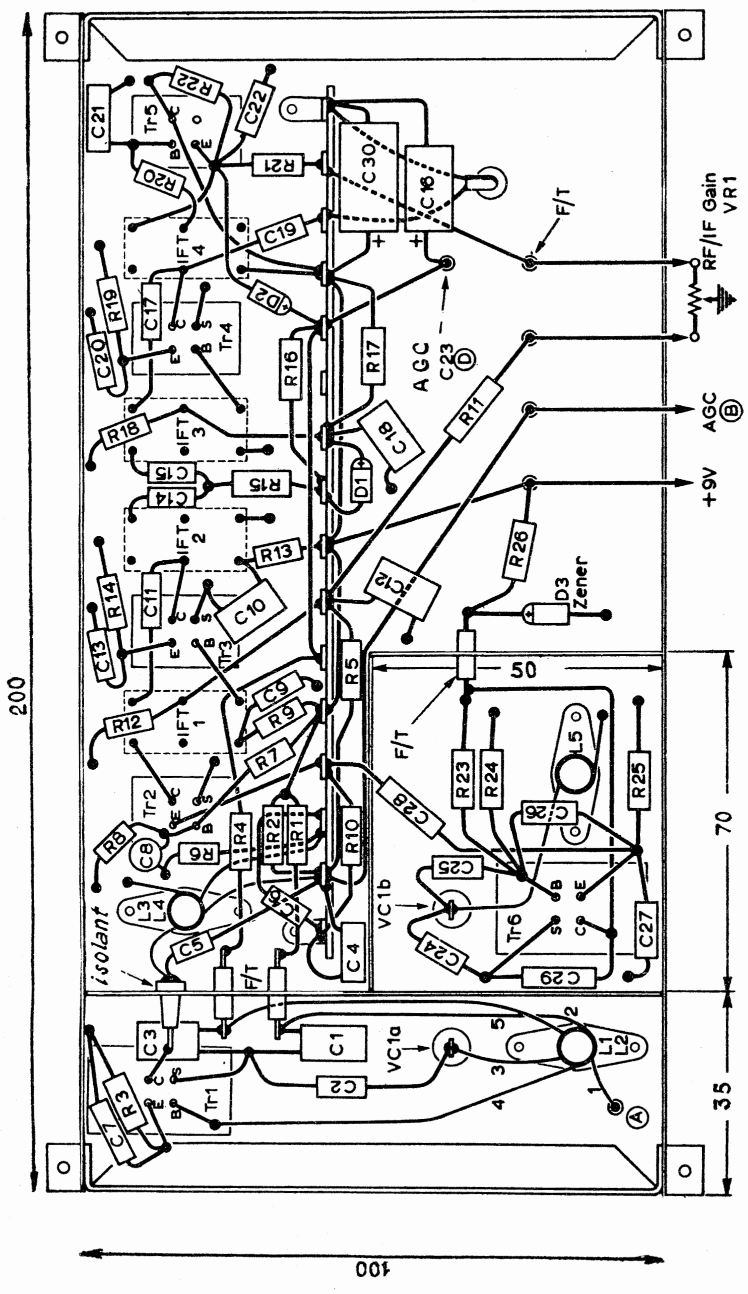


FIG. I-36

ment quatre circuits accordés sur la même fréquence et faiblement chargés par Tr3 et Tr4. De plus, un faible degré de réaction, très en deçà du seuil d'oscillation est apporté par un léger couplage collecteur-base au moyen de C_{11} et C_{17} (5 pF) ce qui permet d'atteindre une sélectivité encore meilleure. Tr4 est chargé par le primaire de IFT_4 et la tension MF d'environ 100 mV est prélevée sur le collecteur pour être appliquée (point C) à travers une faible capacité au détecteur de produit.

Tr5 est l'amplificateur d'AGC. En l'absence de signal, seule la tension intermédiaire au point de jonction du pont R_{21} — R_{22} est appliquée à la ligne AGC assurant la polarisation de repos de Tr1. Le potentiomètre VR_1 est le contrôle de gain HF-MF. Lorsqu'il est au maximum, R_{21} étant à la masse, la tension de la ligne est de 1,8 V.

Tr5 est alors bloqué. Lorsqu'un signal est appliqué par IFT_4 entre base et émetteur, Tr5 conduit et la tension aux extrémités de R_{21} est proportionnelle à la force du signal reçu, augmentant la tension d'AGC. Le gain de Tr1 diminue pour deux raisons : d'abord parce que le courant dans R_2 et R_3 augmente, accroissant la chute de la tension qui les traverse, la tension émetteur-collecteur devient très faible ; ensuite l'impédance base-émetteur devenant très faible concourt à diminuer d'autant plus le gain que le signal est plus fort. Au sommet de R_2 apparaît donc une tension, variable avec la puissance du signal, qui est appliquée à Tr3 ainsi qu'au converter d'entrée à partir du point B. D'autre part, la diode D_1, reliée à la ligne d'AGC, contrôle le gain de Tr4.



200
100
50
70
35
RF/IF Gain
VR1
F/T
AGC
C23
D
B
+9V
D3
Zener
isolant
VC1a
VC1b
Tr1
Tr2
Tr3
Tr4
Tr5
Tr6
IFT 1
IFT 2
IFT 3
IFT 4
L1
L2
L3
L4
L5
A

Fig. I-37

La tension de commande de gain automatique ainsi appliquée en plusieurs points permet un excellent contrôle de niveau sans qu'aucun étage se trouve jamais polarisé au « cut-off ». D_2 et C_{23} fournissent la tension d'AGC non retardé (D). A l'écoute de la SSB ou de la télégraphie, ce point est réuni à la masse par le contacteur S_1b (fig. I-38) en même temps que le BFO est mis en fonction par S_1a.

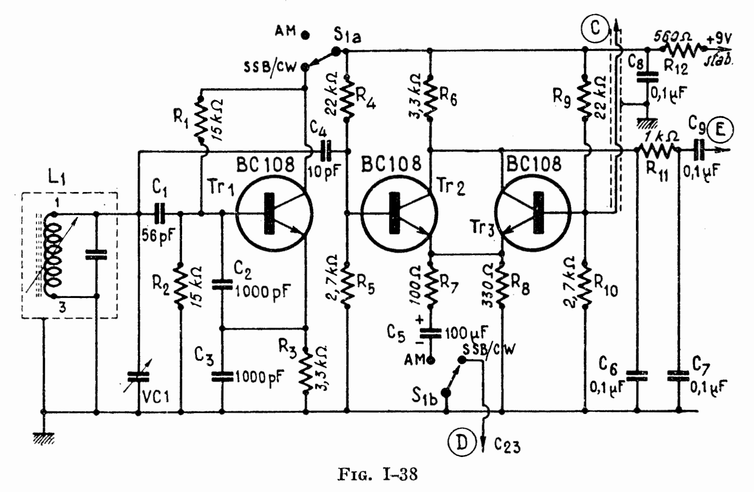


Fig. I-38

Ce premier sous-ensemble est monté sur un châssis miniature de tôle de laiton de 200 × 100 × 25 mm et la disposition pratique adoptée est représentée figure I-37. On notera que Tc_1 et Tc_2 sont les trimmers ajustables du condensateur variable Vc_1—Vc_2 de 2 × 180 pF.

Les bobines nécessaires seront réalisées sur mandrins à noyau magnétique de 6 mm de diamètre, Lipa, dont la collerette permet une fixation facile sur le châssis.

On fera : L_1 = 20 tours, fil émaillé de 25/100 mm, jointifs. Longueur du bobinage 5 mm.

L_2 = même mandrin, fil émaillé de 25/100 mm, 65 tours jointifs en deux couches sur une longueur de 8 mm prise (4) à 6 spires de la masse (5). Distance L_1—L_2 = 5 mm. Le noyau accorde L_2 seulement.

$L_3 = L_4$ = 55 tours, fil émaillé de 25/100 mm, jointifs, en 2 couches. Longueur de chaque bobine 6,5 mm. Espacement L_3/L_4 = 4,5 mm. Un noyau à chaque extrémité.

L_5 = 55 tours, fil émaillé de 25/100 mm, jointifs en une seule couche. Longueur 14 mm (noyau magnétique).

Par ailleurs $IFT_{1,2,3,4}$, sont des transformateurs à moyenne fréquence 470 kHz du commerce, miniatures comme il se doit. On n'a que l'embarras du choix dans ce domaine.

Les éléments figurant sur le plan de câblage comme F/T caps sont des traversées découplantes de 1 nF — la valeur n'est pas critique — qui ont ici le rôle de support mécanique. D_1 = D_2 = OA202 ou similaires.

D_3 est une diode zener Radiotechnique BZY58 et R_{26} = 470 Ω.

Enfin, dans ce même schéma, des condensateurs sont marqués *p* pour pF et ceux de plus forte valeur, ne comportant pas de nom d'unité, sont à lire en microfarads. Inversement la valeur d'une résistance, sans nom d'unité

est à lire en ohms (Ω) cependant que *k* signifie kΩ. Mais nos lecteurs sont assez perspicaces pour avoir deviné.

Précisons que C_2, sur la figure I-34 = 150 pF et R_{26} = 270 Ω.

Les transistors utilisés sont de type courant et peu coûteux.

Tr1 = BF167 ou BF173.
Tr2 = Tr3 = Tr4 = Tr6 + BF115.
Tr5 = BC108.

Ils sont montés sur des supports appropriés et la cosse de masse sera reliée le plus directement possible au châssis par une soudure franche.

2. *Le BFO - Détecteur de produit* (fig. I-38).

La qualité essentielle d'un oscillateur de battement est de fournir, à fréquence stable, un signal parfaitement sinusoïdal. C'est pourquoi il doit s'inspirer de la technique du meilleur VFO et c'est ce qui a été fait ici. L'oscillateur, groupé autour de Tr1 est un Colpitts à forte capacité et faible couplage (56 pF) si l'on tient compte de la fréquence (470 kHz) qui est évidemment celle de l'amplificateur MF, décrit plus haut. On a d'ailleurs utilisé, pour L_1, le primaire d'un transformateur MF (IFT) identique à ceux utilisés dans la première platine, C_2-C_3 constituent un pont capacitif permettant de doser la réaction appliquée à l'émetteur. V_{c1} (15 pF) permet de faire varier la fréquence de quelques kilohertz de part et d'autre de la MF. La fréquence de base est calée au moyen du noyau de L_1, Vc_1 étant en position médiane, lames mobiles à demi-sorties.

En SSB, comme en CW, les transistors Tr2 — Tr3, qui sont également deux BC108, constituent un mélangeur conventionnel : les émetteurs et les collecteurs sont en effet en parallèle mais les bases reçoivent l'une, le signal de BFO (200 mV), l'autre le signal MF (C) prélevé sur IFT_4 (100 mV). Le produit soustractif du mélange est un signal BF qui, après filtrage par la cellule C_6-C_7-R_{11} pour en éliminer les composants à 470 kHz, est appliqué à l'amplificateur BF dont la description va suivre.

Lorsque l'alimentation du BFO est coupée par S_1a, S_1b met en circuit dans les émetteurs la cellule égalisatrice R_7-C_5 et Tr2 devient inopérant. T_3, polarisé au cutt- off sert de détecteur AM. C'est un système à la fois simple et efficace qui ne demande pratiquement aucune mise au point que celle, une fois pour toutes, de la fréquence de l'oscillateur.

L'amplificateur BF (fig. I-39).

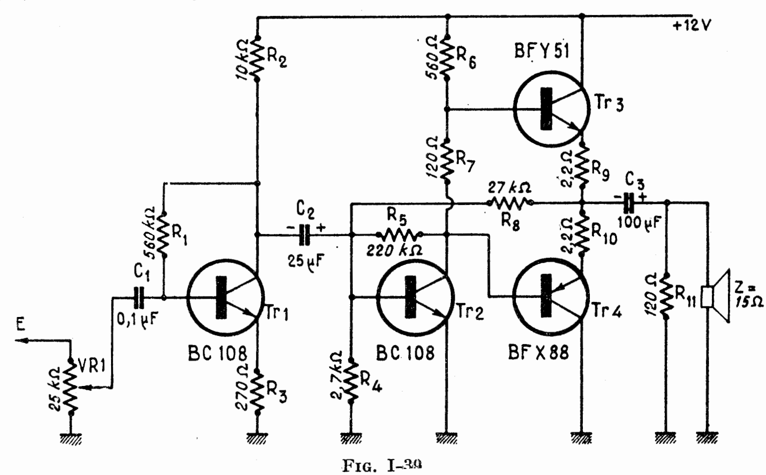


Fig. I-39

C'est un montage, familier à nos lecteurs, qui fournit 1 W BF, avec un très faible niveau de distorsion, à condition d'être chargé par un haut-parleur de 15 Ω d'impédance. On pourra, comme pour le BFO-détecteur de produit, envisager de réaliser une plaquette imprimée ou utiliser des circuits omnibus vendus dans le commerce (Radio Prim, par exemple) ou rassembler les éléments sur un morceau de plaquette-relais. Toutes ces solutions conviennent, car le câblage n'est nullement critique, seule la valeur de R_7 doit être ajustée pour un courant de repos de 15 à 20 mA, en l'absence de signal. La tension continue au point commun de R_9 et R_{10} doit être aussi proche que possible de la moitié de la tension d'alimentation. On l'ajustera en jouant sur la valeur de R_4.

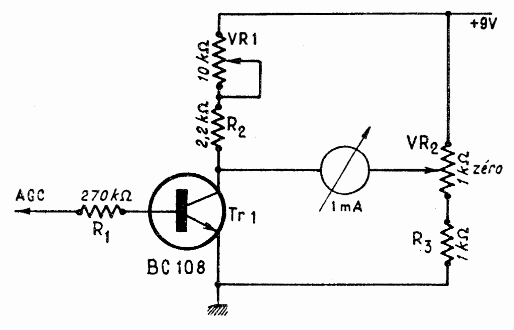


FIG. I-40

Le S-mètre (fig. I-40). C'est un montage en pont utilisant un milliampèremètre de déflection totale 1 mA. Le potentiomètre VR_2 permet le réglage du zéro en l'absence de signal et VR_1 détermine la sensibilité donc est à réglé une fois pour toutes. R_2 et R_3 sont des éléments semi-fixes qui peuvent être des ajustables bobines pour circuits imprimés. Si nécessaire, la sensibilité peut être encore augmentée en jouant sur R_1 qui rejoint la ligne AGC. On notera que les deux réglages d'équilibre et de sensibilité réagissent, peu ou prou, l'un sur l'autre. Le transistor Tr1 est également un BC108.

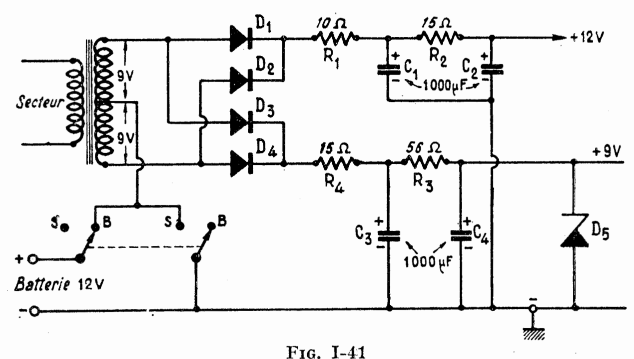


FIG. I-41

L'alimentation (fig. I-41). Les besoins, en courant, de l'appareil entier sont de l'ordre de 150 mA. C'est dire que le transformateur devant fournir l'alimentation sera de petites dimensions. Un modèle 18 V à point milieu a été utilisé. Cet artifice permet d'obtenir deux tensions différentes, indépendantes l'une de l'autre : 9 et 12 V et dont la première est stabilisée par

une diode zener D_5 (BZZ19) 9,1 V-1 W. Le redresseur n'est pas du tout un système en pont comme pourrait le faire croire la présence de 4 diodes ($D_1 = D_2 = D_3 = D_4$ = OA210/BY 100/BY 114, etc.). Il s'agit en réalité de deux alimentations n'ayant de commun que le point milieu qu'est le « moins ». Le redresseur et le filtrage sont particuliers à chacune. De cette manière la tension 12 V qui est exposée aux appels de courant de l'amplificateur BF n'a aucune action sur la tension 9 V qui alimente, à courant pratiquement constant, tout le reste du récepteur.

Une prise, avec commutateur de fonctions, est prévue pour l'alimentation à partir d'une batterie de 12 V.

Mise au point de ces ensembles. Il convient en premier lieu de les raccorder dans l'ordre suivant :

1° Réunir les masses communes à la masse de l'alimentation par le châssis général.

2° Réunir le + de l'ampli BF à + 12 V.

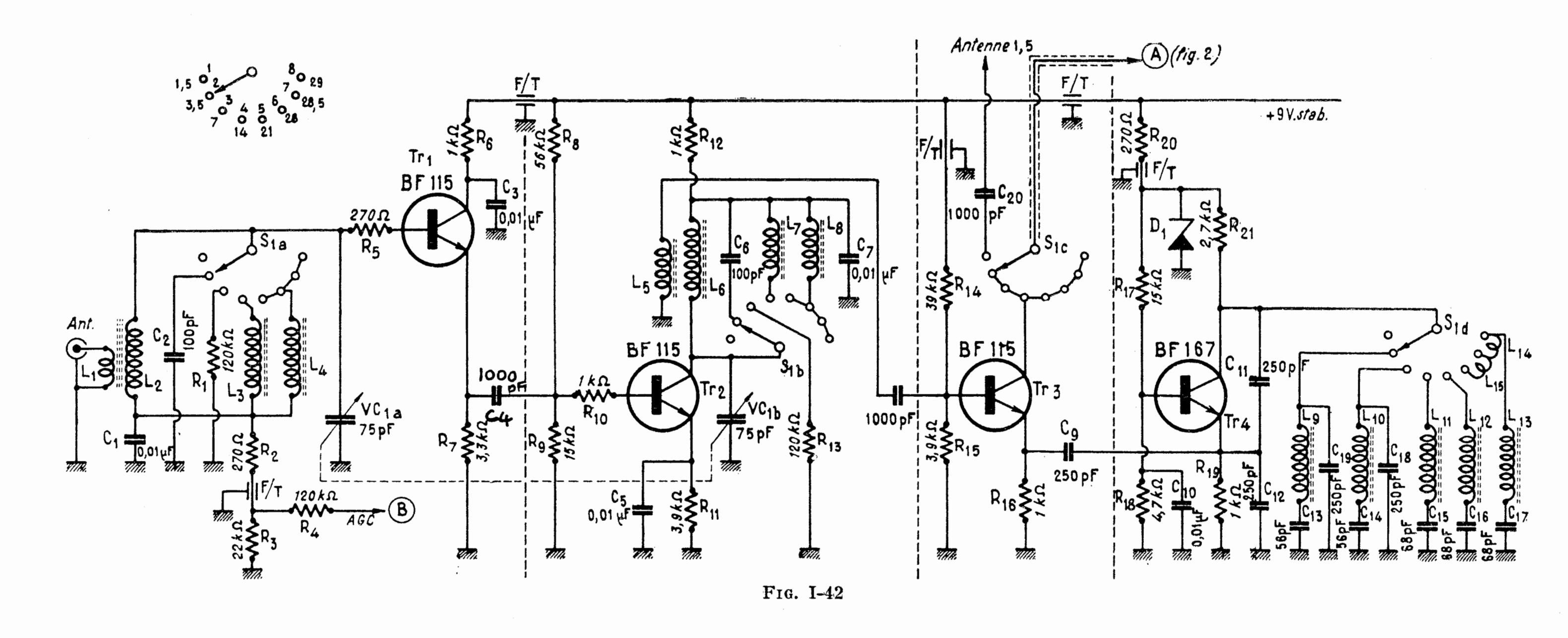
3° Connecter ensemble les 4 points d'alimentation + 9 V stab. à l'alimentation.

4° Joindre les points C et D des figures I-34 et I-38 entre eux et la sortie E de la figure I-38 à l'entrée correspondante de la figure I-39.

Le point B restera en suspens et le point A sera l'entrée provisoire de cette partie de notre réalisation, en attendant de lui raccorder la tête HF.

La disposition des différents modules pourra se faire au mieux autour du châssis de 20 × 10 de la partie MF décrite en premier, sur un châssis principal de 30 × 23 × 5 qui supportera le tout, y compris un panneau avant sur lequel seront fixés le cadran, le S-mètre, les potentiomètres, les commandes de CV d'appoint, voyant lumineux, interrupteur, etc. Cette disposition étant faite, pour procéder aux réglages, il nous faut disposer impérativement d'un voltmètre continu pouvant mesurer jusqu'à 15 V et de 20 kΩ/V au minimum de résistance interne. Un voltmètre électronique serait naturellement tout à fait recommandé. Relier l'appareil de mesure entre la ligne AGC (à la jonction $D_2 — C_{23}$) et la masse en utilisant la plus grande sensibilité. Alimenter l'ensemble et appliquer entre masse et base de Tr2, à travers une capacité d'isolement de 10 nF, VR_1 étant au maximum, un signal à 470 kHz, non modulé. Accorder successivement et dans l'ordre les circuits de IFT_4, IFT_3, IFT_2 et IFT_1 pour une lecture maximale jusqu'à ne lire que 3 V et reprendre ces réglages dans le même ordre, jusqu'au meilleur résultat possible. La sensibilité de cette partie MF est alors estimée à 150 µV environ. Le réglage en est définitivement terminé.

Appliquer alors en A un signal de 1 450 kHz. Les lames du CV double étant engagées à fond, agir sur L_5 pour recevoir le signal et sur L_2 pour obtenir une lecture maxima de tension AGC. La bonne position, pour l'un comme pour l'autre des noyaux est celle qui se situe en haut du mandrin. Mettre alors le CV en position lames ouvertes et injecter un signal, de fréquence 2 050 kHz. Ajuster T_{C1} pour situer ce signal juste en début de bande et T_{C2} pour obtenir la tension d'AGC la plus élevée possible. Appliquer alors à l'entrée un signal de fréquence 1 800 kHz et agir cette fois sur les noyaux de L_3 et L_4 pour obtenir toujours un maximum. Procéder pareillement à 1 600 kHz en réglant le noyau de L_2 au maximum de sortie. Enfin, à partir d'un signal de 1 900 kHz, régler T_{C1} pour le meilleur niveau d'AGC. On aura intérêt à reprendre tous ces réglages une ou deux fois dans l'ordre pour L_3, L_4, L_2 et Tc_1. Ne faire aucun réglage avec une tension d'AGC supérieure à 3 V. C'est la méthode de réglage la plus rationnelle mais bien qu'un générateur soit vivement recommandé, à défaut on peut régler « à l'oreille » et en s'aidant du S-mètre. Mais que de temps perdu ! D'incertitudes aussi ! Ne serait-ce que pour étalonner le cadran de 100 en 100, puis de 10 en 10 kHz. Nous sommes donc en possession d'un



Ant.
L1
L2
C1
0,01μF
C2
100pF
R1
120kΩ
L3
L4
S1a
270Ω
R2
F/T
120kΩ
R4
AGC
B
22kΩ
R3
VC1a
75pF
270Ω
R5
Tr1
BF 115
1kΩ
R6
C3
0,01μF
F/T
56kΩ
R8
1000 pF
C4
R7
3,3kΩ
R9
15kΩ
1kΩ
R10
BF 115
Tr2
VC1b
75pF
C5
0,01μF
3,9kΩ
R11
1kΩ
R12
L5
L6
C6
100pF
L7
L8
C7
0,01μF
S1b
120kΩ
R13
1000pF
Antenne 1,5
A
(fig. 2)
F/T
C20
1000 pF
39kΩ
R14
3,9kΩ
R15
S1c
BF 115
Tr 3
C9
250 pF
R16
1kΩ
+9V.stab.
270Ω
R20
F/T
D1
2,7kΩ
R21
R17
15kΩ
BF 167
Tr4
C11
250pF
S1d
R18
4,7kΩ
C10
0,01μF
R19
1kΩ
C12
250pF
L9
L10
L11
L12
L13
L14
L15
C13
C14
C15
C16
C17
C18
C19
250pF
56pF
68pF
1,5
3,5
7
14
21
28
28,5
29

FIG. I-42

récepteur couvrant de 1 450 kHz à 2 050 kHz et en particulier le bas de la gamme des ondes moyennes et une partie de la bande-chalutiers. On pourra, dès lors, en apprécier la qualité BF, la stabilité, la pureté de la note télégraphique, la sensibilité, s'assurer que les conmmandes manuelles sont efficaces et... en tirer un premier sujet de satisfaction légitime !

Dans le cas où certaines anomalies se manifesteraient voici à titre indicatif et sous forme de tableau récapitulatif les tensions relevées sur les transistors en fonctionnement.

	Collecteur	Base	Emetteur	Figure
Tr1	8,9	1	0,4	10
Tr2	8,8	1,4	0,9	
Tr3	9	0,9	0,3	
Tr4	4,5	2	1,4	

3. *Le convertiseur d'entrée* 3,5—30 *MHz* (*à accord fixe*) (fig. I-42).

Nous disposons d'un récepteur couvrant 500/600 kHz entre 1 450 et 2 050 kHz. Le problème consiste maintenant, en procédant par changement de fréquence, à transformer les bandes qui nous intéressent en tranches de 500/600 kHz dans ces deux limites. Le principe est simple, l'application l'est un peu moins, surtout si l'on veut exclure le pilotage par quartz en raison du prix unitaire et du nombre de cristaux nécessaires. La stabilité des oscillateurs à transistors lorsqu'ils sont alimentés par une tension régulée est bien connue. C'est celle qui est employée ici, dans un montage Colpitts, à accord-série, autour de Tr4 (BF167). Ce module comporte, comme pièce maîtresse un contacteur rotatif à 4 galettes et 8 positions (ou plus, si on désire d'autres gammes) et précisément, ce type d'oscillateur, s'accommode très bien d'une commutation de cette importance. La tension d'alimentation est stabilisée à 8,2 V par D_1 (OAZ206). La tension HF est prélevée sur l'émetteur de Tr4 et appliquée à l'émetteur de Tr3, mélangeur, qui est un BF115 dont le collecteur se trouve chargé par L_1 de la figure I-34 à travers laquelle son alimentation, on s'en souvient, avait été prévue. La liaison se fait sous gaine blindée. Les tensions HF incidentes sont donc appliquées à la base provenant de l'étage précédent qui comporte deux transistors en cascade (Tr1 = Tr2 = BF115). Le premier est à entrée accordée et comporte essentiellement un circuit L_1 — L_2 en permanence dans le circuit de base. L_2 couvre la bande 7 MHz avec Vc_{1a} en parallèle, et la bande 3,5 MHz avec une capacité fixe de 100 pF en supplément. Pour la bande 14 MHz, L_3 se trouve en parallèle sur L_2 et il en est de même pour L_4 qui, étant à bande large, couvre les bandes de 21 à 30 MHz. Cette disposition est intéressante car elle permet de ne jamais commuter le circuit d'antenne. Tr1 étant monté en collecteur commun, l'impédance d'entrée est grande (environ 100 kΩ), ce qui améliore la sélectivité d'entrée. De plus, R_5, en série dans la base réduit la charge d'entrée. La liaison Tr1-Tr2 est capacitive et la charge purement résistive. R_{10} (1 kΩ) dans la base de Tr2, en même temps qu'elle diminue le gain de l'étage, diminue la charge de Tr1 et augmente la bande passante. Le même système de commutation se retrouve dans le circuit collecteur et la liaison au mélangeur s'effectue au travers de la capacité C_8 de 1 000 pF. L'ensemble est réalisé sur un petit châssis de 110 × 160 dont la profondeur dépendra du diamètre des galettes du contacteur que l'on pourra se procurer. La disposition pratique avec le plan de câblage est représentée par la figure I-43 et la commutation, pour les différentes bandes, figure I-44.

Les bobines seront réalisées sur les mêmes mandrins Lipa de 6 mm de diamètre à noyau magnétique et fixation par collerette.

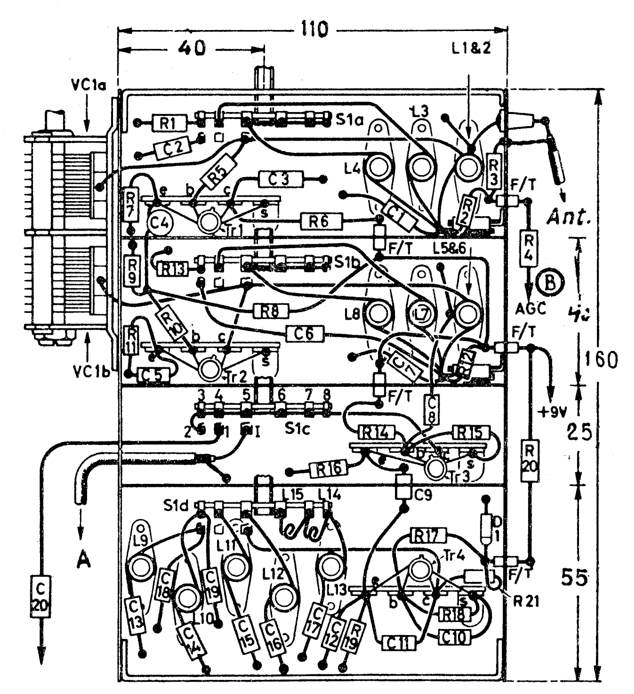


FIG. I-43

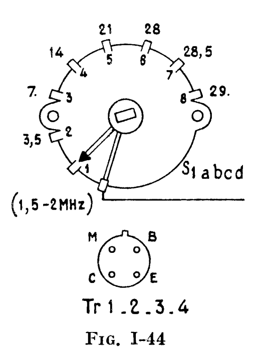


FIG. I-44

L_1 = 3 tours, fil de téléphone sous gaine plastique, autour et à la base de L_2, côté froid.

L_2 = 50 tours, fil 25/100 émaillé, jointifs.

$L_5 — L_6$ = semblables à $L_1 — L_2$.

$L_3 = L_7$ = 28 tours, fil émaillé 30/100, jointifs.

$L_4 = L_8$ = 15 tours, fil émaillé 50/100, jointifs.

L_9 (osc. 3,5) = 65 tours, fil émaillé 25/100, jointifs.

L_{10} (osc. 7) = 40 tours, fil émaillé, 30/100, jointifs.

L_{11} (osc. 14) = 20 tours, fil émaillé, 50/100, jointifs.

L_{12} (osc. 21) = 15 tours. fil émaillé, 50/100, jointifs.

L_{13} (osc. 28) = 9 tours, fil émaillé 50/100, jointifs.

L_{14} = L_{15} = 2 spires, en l'air, fil émaillé 50/100, diamètre 4 mm.

La réalisation demande la mise en place et le perçage préalable du châssis et des cloisonnements, la fixation du contacteur, des bobines et des traversées autodécouplantes (F/T). On notera que les transistors ne sont pas montés sur supports mais soudés par leurs fils. Le condensateur variable Vc_{1ab} est fixé sur le côté et à l'extérieur du châssis.

Lorsque le câblage sera terminé, on pourra, sans alimenter le montage, procéder au préréglage des bobinages HF, au moyen d'un générateur et d'un voltmètre électronique, branché aux bornes de Vc_{1a}. Injecter un signal à 3,8 MHz à l'entrée de L_1, le contacteur de gammes étant en position 2. En jouant sur le noyau de L_2 on obtient une lecture qui indique que le circuit est centré sur cette fréquence, peu importe la valeur de la tension HF lue. Elle dépend essentiellement de l'amplitude du signal fourni par le générateur. Ce qui importe, c'est la position maximale. On procédera pareillement pour L_3 à 14,15 MHz et L_4 à 21,2 MHz et on répétera l'opération pour L_6, L_7 et L_8 en branchant le voltmètre aux bornes de Vc_{1b} et en injectant le signal dans L_5. L_9, L_{10}, L_{11}, L_{12}, L_{13} seront préréglées au grid-dip sur, respectivement 5,5, 9, 16, 23 et 31 MHz. Après quoi on pourra passer à l'alignement non sans avoir réuni la sortie MF, A, à l'entrée du bloc MF variable, le point 9 V stab., à l'alimentation, la ligne AGC au point B, les masses entre elles.

C'est alors qu'on amènera la MF sur 2 MHz et que l'accord HF (Vc_{1ab}) du convertisseur d'entrée sera, lui au *maximum* de capacité. En position 2 (3,5) en injectant un signal de 3,5 MHz, ajuster L_9 pour un maximum de tension AGC. L'oscillateur est calé. Agir sur L_6 et L_2 pour améliorer la lecture. Amener l'accord HF en position moyenne et refaire le réglage des noyaux pour obtenir le signal maximal. En maintenant toujours 2 MHz en sortie, procéder pareillement sur les autres bandes, en injectant successivement du 7, 14, 21, 28 MHz. On notera que sur 7 et 28 MHz il n'est pas nécessaire d'ajuster les noyaux, l'accord HF suffit. Par contre, il faut ajuster la fréquence de l'oscillateur de manière à recevoir sur 2 MHz, le signal injecté. Pour les bandes 28 et 28,5, on procédera par étirement ou contraction de L_{14} et L_{15}. Ces réglages, comme toujours sont à reprendre plusieurs fois pour arriver au meilleur résultat, le seul dont on puisse se satisfaire.

Voici, comme précédemment, les tensions relevées au pied des transistors, une fois le réglage terminé et en l'absence de signal.

		Base	Emetteur	Figure
Tr1	7,15	1,8	1,15	
Tr2	9	0,5	0,05	
Tr3	8,8	1,6	1	2
Tr4	9	1,6	1	
Tr5	9	1,8	2	
Tr6	5,6	2,6	2	
Tr1	7,6	3,7	3,3	6
Tr2	3,5	1	0,4	(BFO en
Tr3	3,5	1	0,4	service)
Tr1	4	0,9	0,4	
Tr2	5,2	0,65	0	7
Tr3	11,7	6,6	6	
Tr4	0	5,2	5,8	(sans signal

Voici terminée cette description, nécessairement un peu longue, adaptée de la revue anglaise Practical Wireless que nous remercions de sa contribution. La réalisation personnelle que nous avons faite, a confirmé le sérieux de l'article cité en référence et nous sommes persuadés que les lecteurs qui nous imiteront n'auront qu'à s'en féliciter.

RECEPTEUR A DOUBLE CHANGEMENT DE FREQUENCE SUR CIRCUITS IMPRIMES

Le schéma synoptique (fig. I-45) est celui d'un récepteur à double changement de fréquence classique :

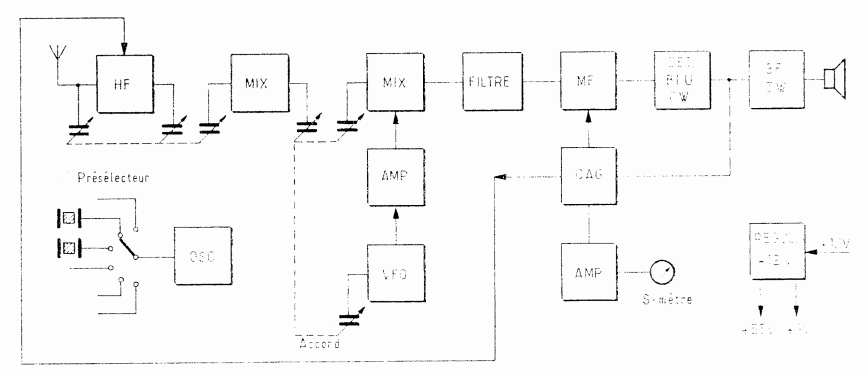
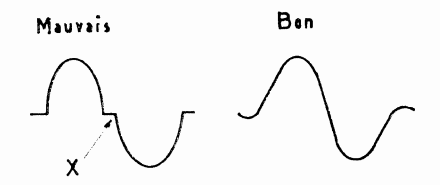


FIG. I-45

— convertisseur à quartz 3,5-29,7 MHz,

— deuxième changement de fréquence 2,3-3 MHz (fig. I-46).

Tout d'abord l'*ampli BF* (fig. I-47) : sans transformateur de sortie, il peut délivrer 3 watts sous 5 Ω avec peu de distorsion ; la résistance variable règle le courant de repos (à contrôler à l'oscilloscope pour qu'une sinusoïde soit parfaite (fig. I-48).

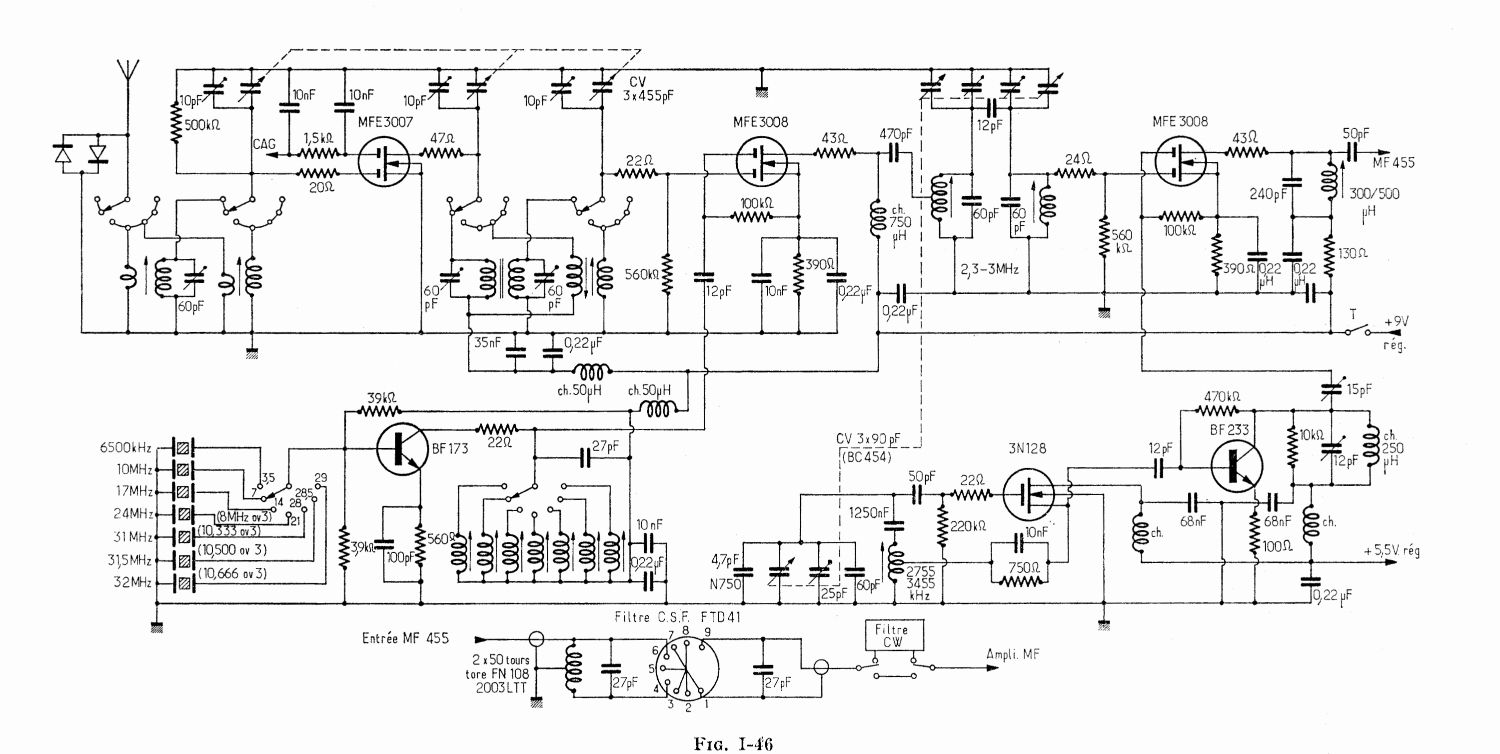


En X, distorsion de commutation ; pas assez de courant de repos

FIG. I-48

Les régulateurs de tension sont classiques ; le premier fournit environ 9 V pour tous les circuits du récepteur à l'exception du VFO et de la BF ; le second environ 5,5 V pour le VFO et son étage séparateur.

L'ampli 455 *kHz :* équipé de deux transistors il fonctionne à gain moyen (environ 40 dB) et est simplifié à l'extrême ; toutefois, c'est le montage qui, en liaison avec le CAG adopté, a donné la meilleure régulation de gain. Surtout ne pas insérer de résistances ni dans les collecteurs ni dans les émetteurs, ce qui annulerait tout contrôle de gain variable.



CV 3x455pF
10pF
500kΩ
10nF
10nF
CAG
1,5kΩ
20Ω
MFE3007
47Ω
22Ω
MFE3008
43Ω
470pF
100kΩ
390Ω
560kΩ
12pF
10nF
0,22μF
60pF
60 pF
35nF
ch. 50μH
ch. 750 μH
2,3–3MHz
24Ω
560 kΩ
MFE 3008
50pF
MF 455
240pF
300/500 μH
130Ω
0,22 μH
T
+9V rég.
15pF
470kΩ
BF 233
10kΩ
12pF
ch. 250 μH
68nF
100Ω
ch.
+5,5V rég
39kΩ
BF173
27pF
560Ω
100pF
6500kHz
10MHz
17MHz
24MHz
31MHz
31,5MHz
32MHz
(8MHz ov 3)
(10,333 ov 3)
(10,500 ov 3)
(10,666 ov 3)
35
7
14
28
285
29
21
CV 3x90 pF (BC454)
3N128
1250nF
220kΩ
750Ω
2755 3455 kHz
4,7pF N750
25pF
Filtre C.S.F. FTD41
Entrée MF 455
2 x 50 tours tore FN 108 2003LTT
Filtre CW
Ampli. MF

FIG. I-46

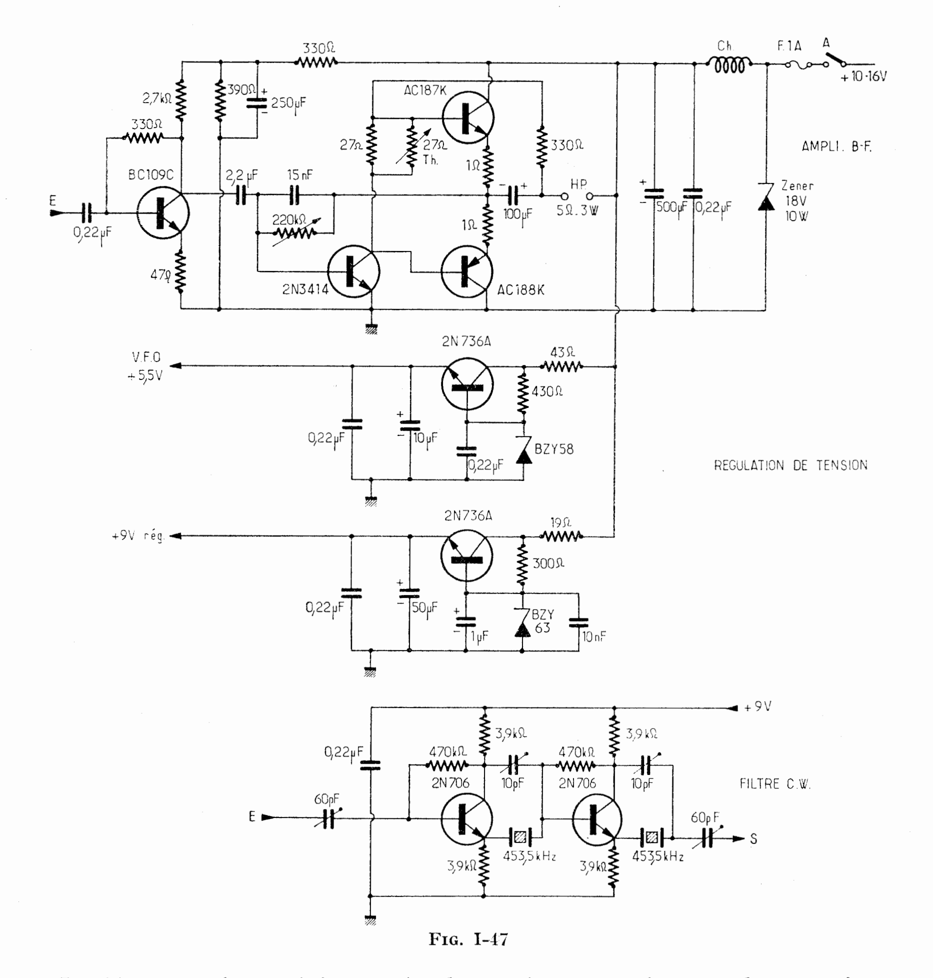


FIG. I-47

Le détecteur de produit : après de nombreux essais avec des transistors bipolaires, des diodes, c'est le montage à effet de champ « double porte » qui a retenu nos suffrages tant du point de vue gain de conversion que produits d'intermodulation (fig. I-49).

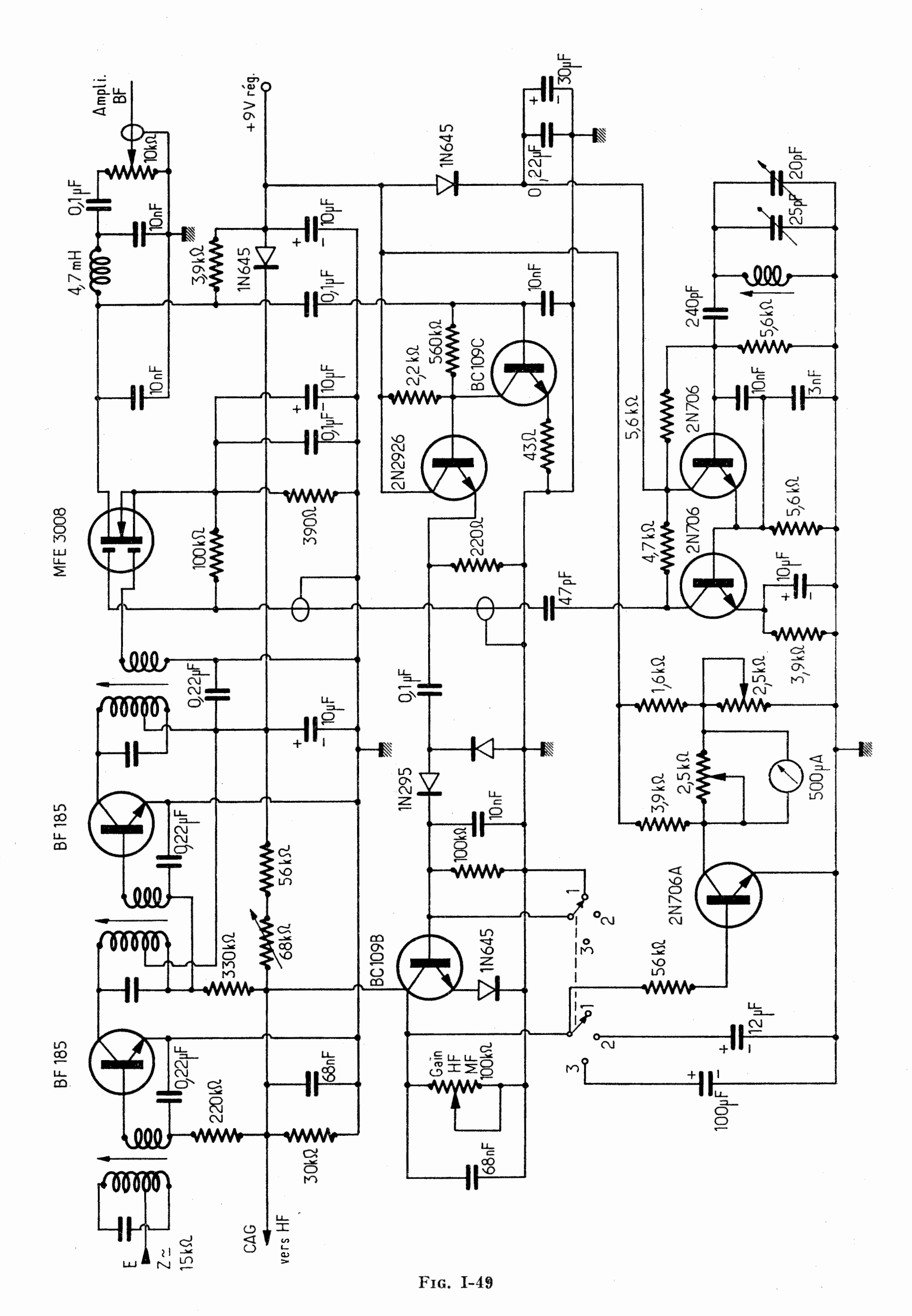
Le système de CAG : Le récepteur étant avant tout prévu pour la BLU et la CW, le CAG est dérivé de la BF, tout d'abord amplifié puis redressé pour commander un transistor dont la résistance EC varie avec la BF.

Deux constantes de temps prévues, pour un confort maximum en BLU et CW.

Il est important de noter que :

1° la BF est prise avant le filtre passe-bas du détecteur de produit qui allonge le temps d'attaque des signaux ;

2° pour la même raison il faut des constantes de temps très courtes avant le transistor de commande. Sans ces précautions on note un claquement désagréable au début de chaque message.



Ampli. BF
+9V rég.
10kΩ
0,1µF
10nF
4,7 mH
39kΩ
1N645
10µF
0,1µF
1N645
30µF
0,22µF
20pF
25pF
10nF
560kΩ
2,2kΩ
BC109C
240pF
5,6kΩ
10nF
10µF
0,1µF
2N2926
43Ω
5,6kΩ
2N706
10nF
3nF
MFE 3008
390Ω
100kΩ
220Ω
4,7kΩ
2N706
5,6kΩ
10µF
47pF
0,22µF
1,6kΩ
2,5kΩ
3,9kΩ
10µF
0,1µF
BF 185
0,22µF
1N295
10nF
3,9kΩ
2,5kΩ
500µA
56kΩ
68kΩ
100kΩ
2N706A
330kΩ
BC109B
1N645
56kΩ
BF 185
0,22µF
Gain HF MF 100kΩ
12µF
220kΩ
68nF
100µF
30kΩ
68nF
E
Z≈ 15kΩ
CAG vers HF

FIG. I-49

Avec les valeurs données, l'étage HF fonctionne toujours avec un gain plus près du maximum que l'étage MF afin de toujours conserver un rapport signal/bruit favorable.

Le BFO : variable en raison du prix des quartz 455 MHz nécessaires pour se placer sur les flancs du filtre à quartz ; toutefois, un BFO variable est bien pratique pour recevoir la télégraphie dans les meilleures conditions. Il est suivi d'un étage séparateur à liaison directe.

Les filtres : pour la BLU : FTD41 de CSF ; on trouvera également les schémas pour l'utilisation d'un filtre Collins ou Kokusai (fig. I-52). Pour la CW : filtre actif à quartz, tiré d'un montage paru dans QST ; en CW les deux filtres sont en série.

Le deuxième changement de fréquence : c'est là que se joue la stabilité du récepteur. Le mélangeur comporte un effet de champ à double porte, montage maintenant classique.

Le VFO fait appel à un MOS genre 3N128 ou 40468A suivi d'un amplificateur accordé pour élever la tension HF aux alentours de 2 volts avec une forme d'onde aussi pure que possible, pour éviter les « oiseaux » produits par les harmoniques du VFO.

Ici, pas de négligence, les bobinages sont réalisés sur des mandrins en stéatite de 25 mm de diamètre, le tout verni, puis recouvert d'araldite et enfin blindé (à l'aide d'anciens boîtiers MF de BC455 dans notre cas).

Le CV 3x90 pF provient lui aussi d'un BC455 défunt (R.A.M.) ; l'index du cadran peut être remis à zéro manuellement à des fins de calibration.

Les bobines d'entrée du mélangeur comportent deux circuits faiblement couplés ; l'adjonction d'un ampli HF à cet endroit n'ayant apporté qu'une dégradation du rapport signal/bruit.

L'ensemble est sérieusement blindé afin d'éviter les réceptions en direct et les harmoniques du VFO.

Le premier changement de fréquence : équipé lui aussi de transistors à effet de champ à double porte ; il s'agit d'un convertisseur à quartz classique qui peut éventuellement être monté devant n'importe quel récepteur non moins classique couvrant la bande 80 m par exemple. Ici il est recommandé d'avoir une *sélectivité BF* aussi grande que possible afin d'éviter la « cross-modulation » et les réceptions de signaux puissants hors bande.

La liaison entre HF et mixer se fait par double circuit accordé, le tout étant très sélectif ; en pratique il est nécessaire de réaccorder le présélecteur tous les 50 kHz. Les bobinages sont réalisés sur d'anciens transfos MF d'ARC 3 avec leur blindage (R.A.M.).

L'oscillateur quartz utilise des quartz HC6 des surplus (R.A.M., Béric) et peut être déconnecté pour une injection extérieure ; pour cette raison le présélecteur couvre en 2 gammes 3,5 à 30 MHz et avec une injection extérieure appropriée, peut recevoir n'importe quelle fréquence dans cette bande, à l'exclusion de la bande 6,8-5,5 MHz qui correspond à l'harmonique 2 du VFO.

Les 2 diodes montées tête-bêche à l'entrée n'ont pas apporté de dégradation du signal et sont très utiles en cas d'orages.

Montage mécanique.

Le châssis, bien que le bichromatage soit d'une qualité médiocre, « tient » très bien la soudure, permettant ainsi de bonnes masses ce qui est essentiel ; il mesure 260 × 130 × 50 mm. Les panneaux avant et arrière sont en aluminium de 25/10e d'épaisseur. Le panneau avant a été poli puis laissé dans un bain de soude après inscription des différents signes à l'aide d'un normographe et d'encre de Chine noire.

Le cadran est en plastique blanc.

Performances.

Elles ont été jugées très satisfaisantes et supérieures à bien des appareils essayés en comparaison.

Les mesures (Générateur HF Hewlett-Packard, oscilloscope 15 MHz Philips) ont montré un rapport signal/bruit supérieur à 10 dB pour une tension de 0,3 µV sur 50 Ω et ce sur toutes les bandes ; avec le CAG tout signal au-dessus de 3 µV donne un niveau BF à peu près constant (à 6 dB près).

Les mesures de transmodulation n'ont pas été faites, mais à l'écoute les résultats sont remarquables surtout sur 40 m le soir.

Sur toutes les bandes, le bruit apporté par l'antenne masque complètement le bruit du récepteur.

Pour terminer, indiquons les dimensions hors-tout de l'appareil : 262 × 145 × 170 mm.

PREMIER ET SECOND CHANGEMENT DE FREQUENCE (FIG. I-46)

Caractéristiques du bloc d'accord.

$L_2 = L_7 = L_8 = 8{,}5$ spires sur mandrin Lipa diamètre 10 mm, écartement entre spires 5/10, diamètre du fil 5/10, écartement entre L_7 et $L_8 = 12$ mm.

$L_4 = L_9 = L_{10} = 17$ spires jointives sur mandrin Lipa, diamètre 10 mm, diamètre du fil 30/100, écartement entre L_9 et $_{10} = 20$ mm.

$L_6 = L_{11} = L_{12} = 21$ spires jointives sur mandrin Lipa, diamètre 5 mm, ces bobines sont montées sous le châssis entre les galettes du commutateur de gammes (voir fig. I-50).

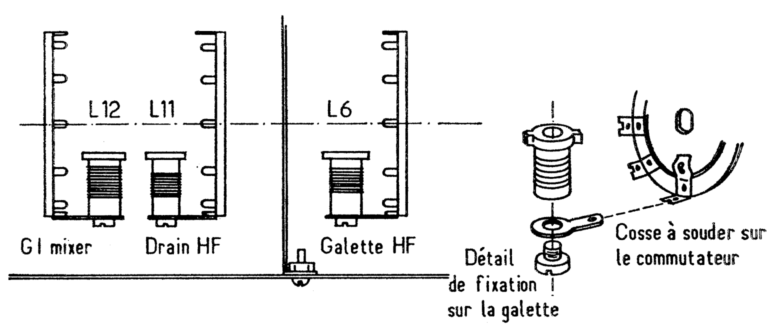


Fig. I-50

$L_1 = 2$ spires jointives, même fil que L_2, côté froid de L_2, espacement entre L_1 et $L_2 = 3$ mm.

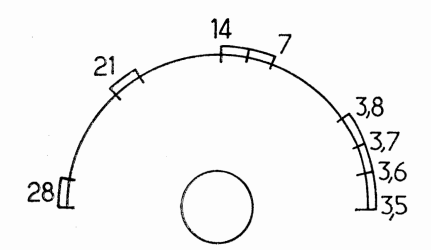
$L_3 = 5$ spires jointives, même fil et à 4 mm côté froid de L_4.

$L_5 = 5$ spires jointives, même fil et enroulées sur le côté « simili froid » de L_6.

Note. — Les mandrins miniatures Lipa qui reçoivent L_6, L_{11} et L_{12} sont vissés sur une cosse à souder, soudée sur les galettes du condensateur de gammes.

Oscillateur : enroulements sur mandrin Lipa, diamètre 6 mm, à ajuster pour résonance avec un condensateur de 33 pF.

Deuxième changement de fréquence : enroulements sur mandrin de 19 mm à spires jointives, ajustés au grid-dip.



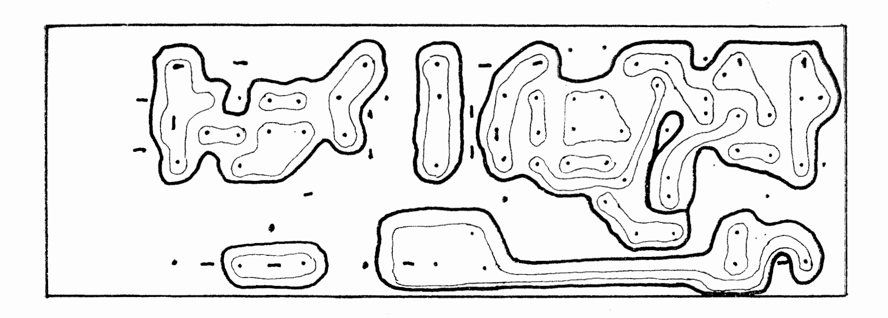
Cadran du présélecteur

Fig. I-51

Remarque : Avec ce bloc d'accord, les gammes apparaissent dans un ordre logique sur le cadran du présélecteur fig. I-51). Les circuits imprimés des différentes sections, avec leurs plans d'implantation respectifs, sont reproduits, grandeur nature, par les figures I-53-54-55-56. On pourra donc réaliser une construction modulaire très soignée.

Cette réalisation due à G. Ricaud (REF 14315) est extraite de *Radio-R.E.F.*

Fig. I-52



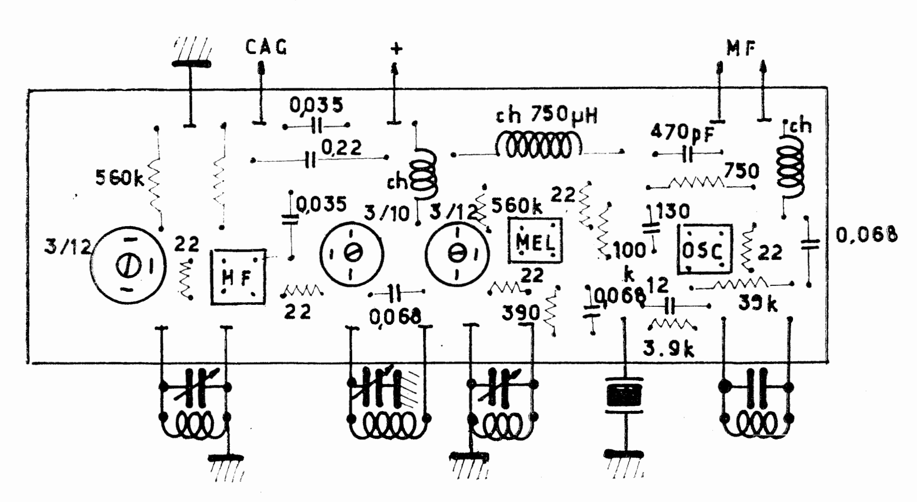

CAG
+
MF
0,035
0,22
ch 750µH
470pF
ch
750
560k
ch
0,035
3/10
3/12
560k
22
130
3/12
22
HF
MEL
100
k
OSC
22
0,068
22
22
0,068
390
0,068
12
39k
3.9k

Fig. I-53

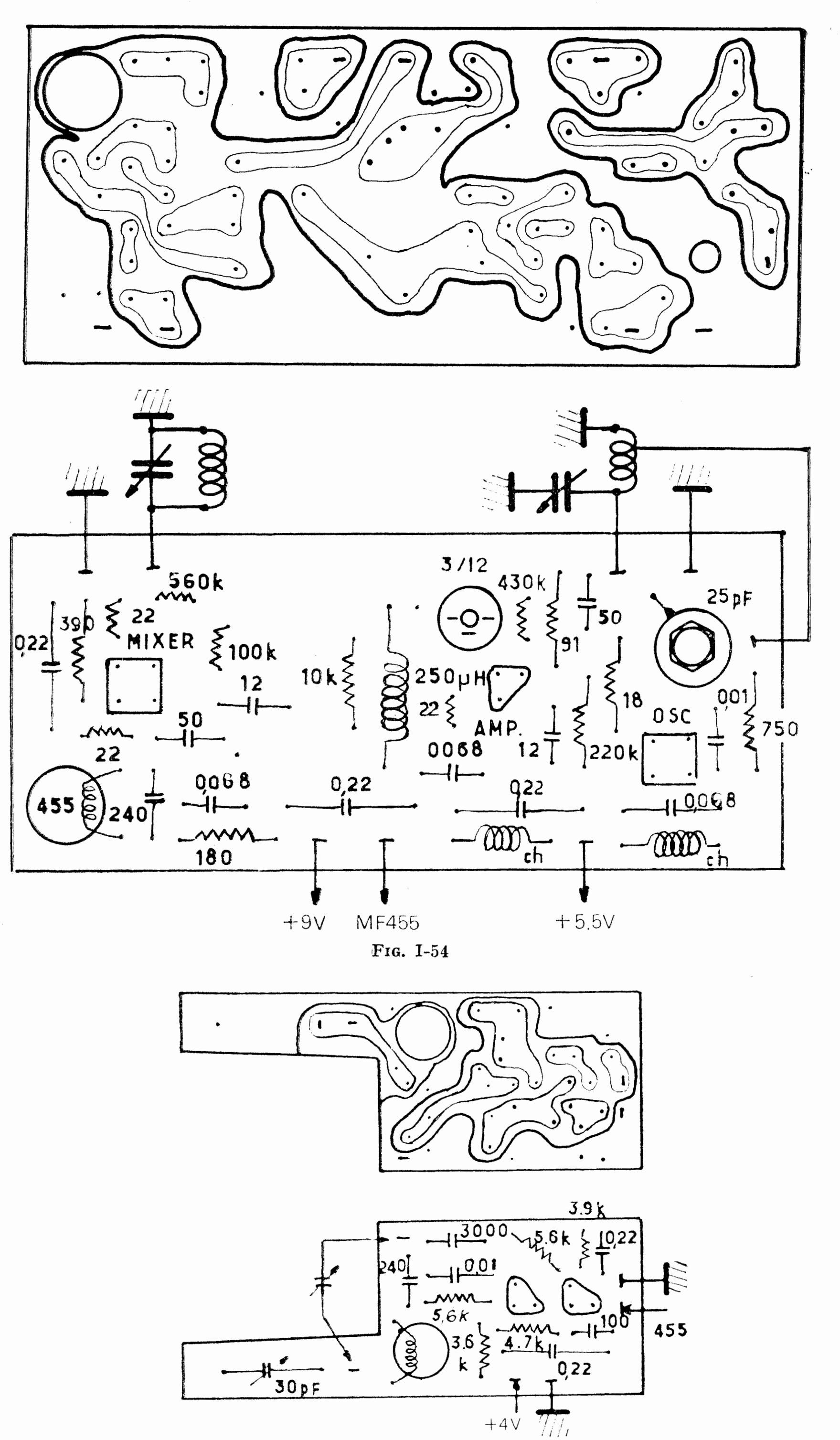


Fig. I-54

Fig. I-55

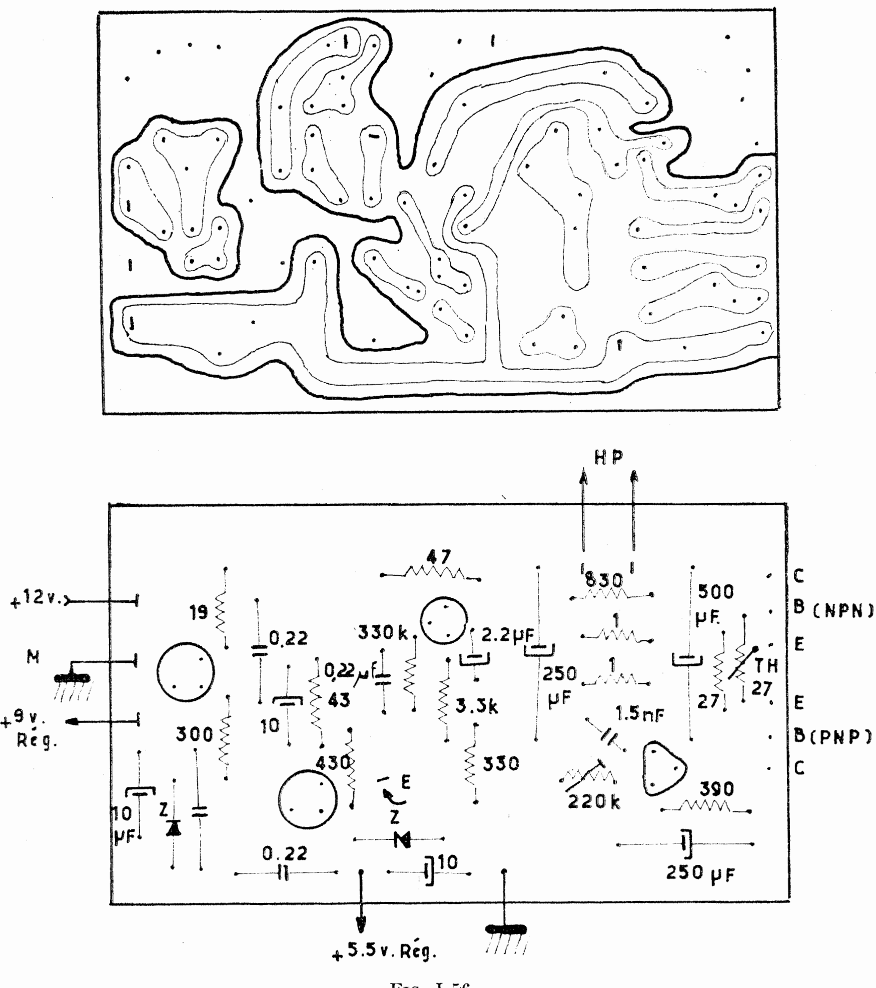


FIG. I-56

RECEPTEUR DE TRAFIC ENTIEREMENT TRANSISTORISE : LE GR 78

C'est une réalisation en kit, comme les propose, en option, la firme Heathkit, bien connue. Le récepteur « toutes bandes » GR78 présente l'avantage d'être vraiment portatif : la batterie en cadmium-nickel dont il est équipé en permanence lui permet une large autonomie de fonctionnement. Cette batterie est rechargeable directement par le circuit d'alimentation secteur 110/240 V.

L'utilisation des transistors très récents comme les transistors à effet de champ HF et VHF et de quatre filtres céramiques dotent ce récepteur d'une sensibilité et d'une sélectivité exceptionnelles.

Quant à la stabilité en fréquence, elle est obtenue, non seulement par l'emploi d'un transistor MOS en oscillateur local, mais aussi par une concep-

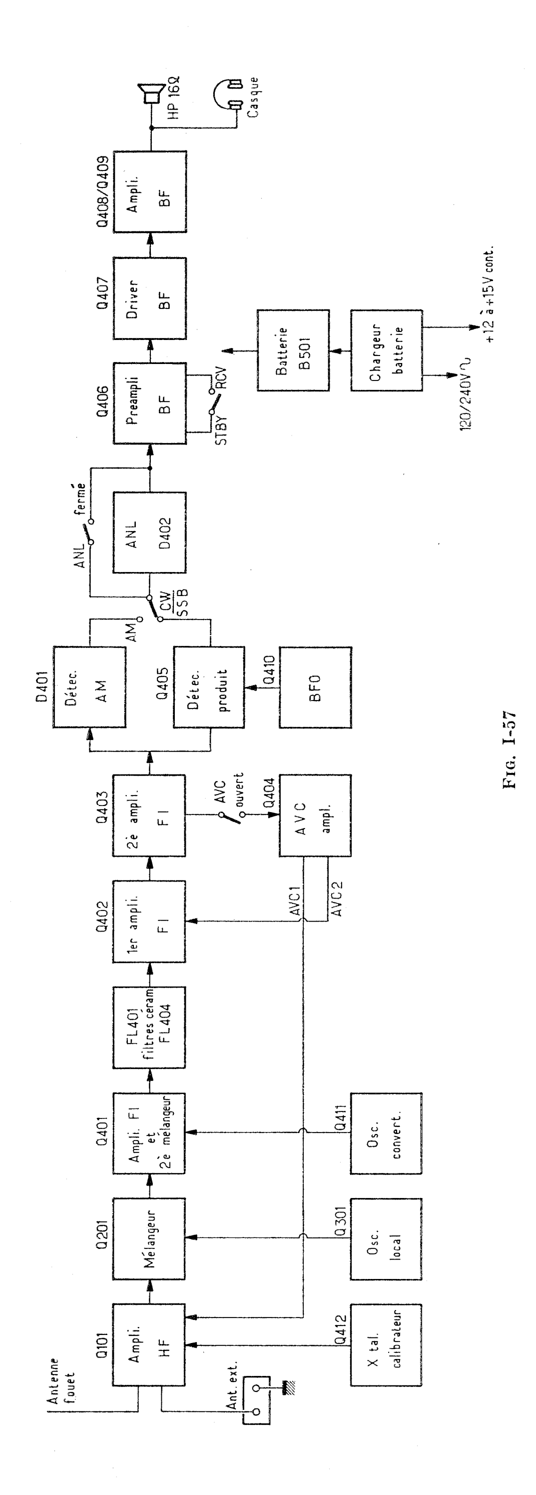

Antenne fouet
Ant. ext.
Q101
Ampli. HF
Q201
Mélangeur
Q401
Ampli. FI et 2è mélangeur
FL401 filtres céram FL404
Q402
1er ampli. FI
Q403
2è ampli. FI
D401
Détec. AM
Q405
Détec. produit
Q410
BFO
AM
CW
SSB
ANL
fermé
ANL D402
Q406
Preampli BF
STBY
RCV
Q407
Driver BF
Q408/Q409
Ampli. BF
HP 16Ω
Casque
Batterie B501
Chargeur batterie
120/240V ∿
+12 à +15V cont.
AVC
ouvert
Q404
AVC ampl.
AVC1
AVC2
Q411
Osc. convert.
Q301
Osc. local
Q412
X tal. calibrateur

FIG. I-57

tion mécanique très particulière de tous les circuits HF commutés du récepteur.

Le calage sur la station désirée est précis grâce à l'emploi d'un large étalement de fréquence sur le cadran, auquel vient s'ajouter un système de bande étalée très original et des plus efficaces.

D'autre part, quelques circuits supplémentaires tels que calibreur à quartz, BFO, détecteur de produit à effet de champ double porte, font du GR78 un véritable récepteur de trafic dont le prix est accessible.

Le schéma.

Le schéma synoptique est donné à la figure I-57 et le schéma de principe aux figures I-58a et b.

L'appareil couvre les gammes suivantes :

Bande A : de 200 kHz à 400 kHz
B : de 550 kHz à 1 300 kHz
C : de 1,3 MHz à 3 MHz
D : de 3 MHz à 7,5 MHz
E : de 7,5 MHz à 18 MHz
F : de 18 MHz à 30 MHz

Le circuit est du type superhétérodyne à simple conversion, pour les bandes A et E, et à double conversion pour la bande F.

L'étage amplificateur HF à gain variable est équipé d'un transistor FET double porte 40673 (Q_1). L'une des portes reçoit le signal incident après sélection dans les circuits « antenne switch ».

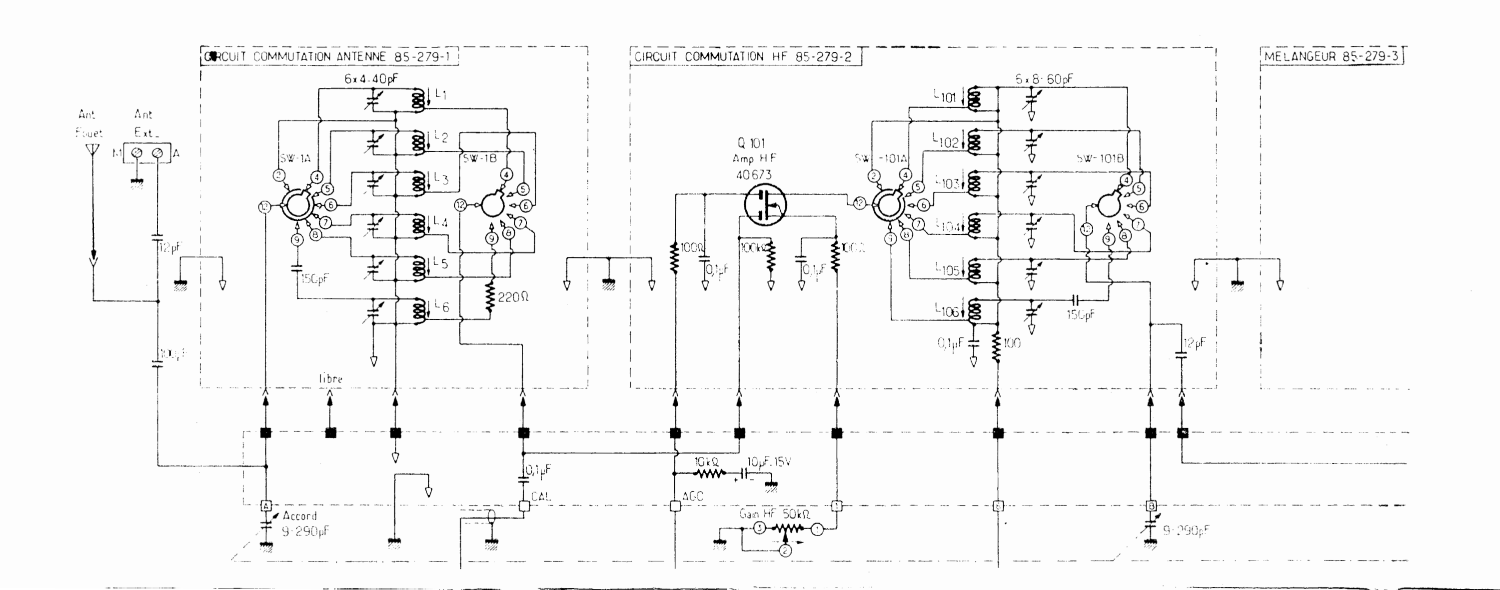
Le circuit oscillant est commuté par les deux premières galettes du commutateur de bandes et accordé sur la fréquence de travail par la première cage du condensateur variable. La deuxième porte reçoit la tension d'AGC.

Les circuits de drain sont accordés par la seconde cage du CV. Le signal amplifié est ensuite appliqué à l'une des portes du transistor mélangeur Q_2, l'autre porte recevant le signal de l'oscillateur local équipé d'un transistor MOS FET 40468. La fréquence résultante est recueillie dans le circuit de drain. Le changeur de fréquence débouche sur un circuit FI de 455 kHz pour les cinq premières gammes et de 4034 kHz pour les fréquences allant de 18 à 30 kHz, le circuit accordé étant automatiquement connecté selon la bande de fonctionnement dans le drain de Q_{201}.

Le premier étage qui suit équipé du transistor Q_{401} (40673) fonctionne donc soit en amplificateur sur 455 kHz, soit en second changeur de fréquence. Les deux signaux MF sont appliqués sur une porte du transistor tandis que la seconde reçoit le signal de l'oscillateur local 2 N 3694 stabilisé par quartz sur 3,579 MHz pour assurer le deuxième mélange. La fréquence intermédiaire résultante est de 455 kHz.

On voit donc que sur la bande de 18 MHz à 30 MHz, c'est-à-dire sur les bandes décamétriques 21 et 28 MHz, le récepteur fonctionne en double changeur de fréquence, ce qui apporte plus de sensibilité et l'absence de fréquence image.

Le signal 455 kHz prélevé sur le drain de Q_{401} traverse l'ensemble de 4 filtres céramiques qui assurent une largeur de bande de 8 kHz suffisante pour la réception des stations opérant en modulation d'amplitude. Ces circuits assurent une grande sélectivité au récepteur. L'amplificateur FI comprend deux étages Q_{402} et Q_{403} équipés d'un 2 N 3694. Le premier étage est soumis à l'action d'une tension de CAV ; il comporte, d'autre part, dans son circuit émetteur, un S-mètre constitué par un milliampèremètre.


CIRCUIT COMMUTATION ANTENNE 85-279-1
CIRCUIT COMMUTATION HF 85-279-2
MELANGEUR 85-279-3
Ant
Fouet
Ant
Ext.
M
A
12pF
6x4-40pF
L1
L2
L3
L4
L5
L6
SW-1A
SW-1B
150pF
220Ω
libre
0,1µF
CAL
Accord
9-290pF
Q 101
Amp HF
40673
100Ω
100kΩ
0,1µF
10kΩ
10µF 15V
AGC
Gain HF 50kΩ
SW-101A
SW-101B
6x8-60pF
L101
L102
L103
L104
L105
L106
100
9-290pF

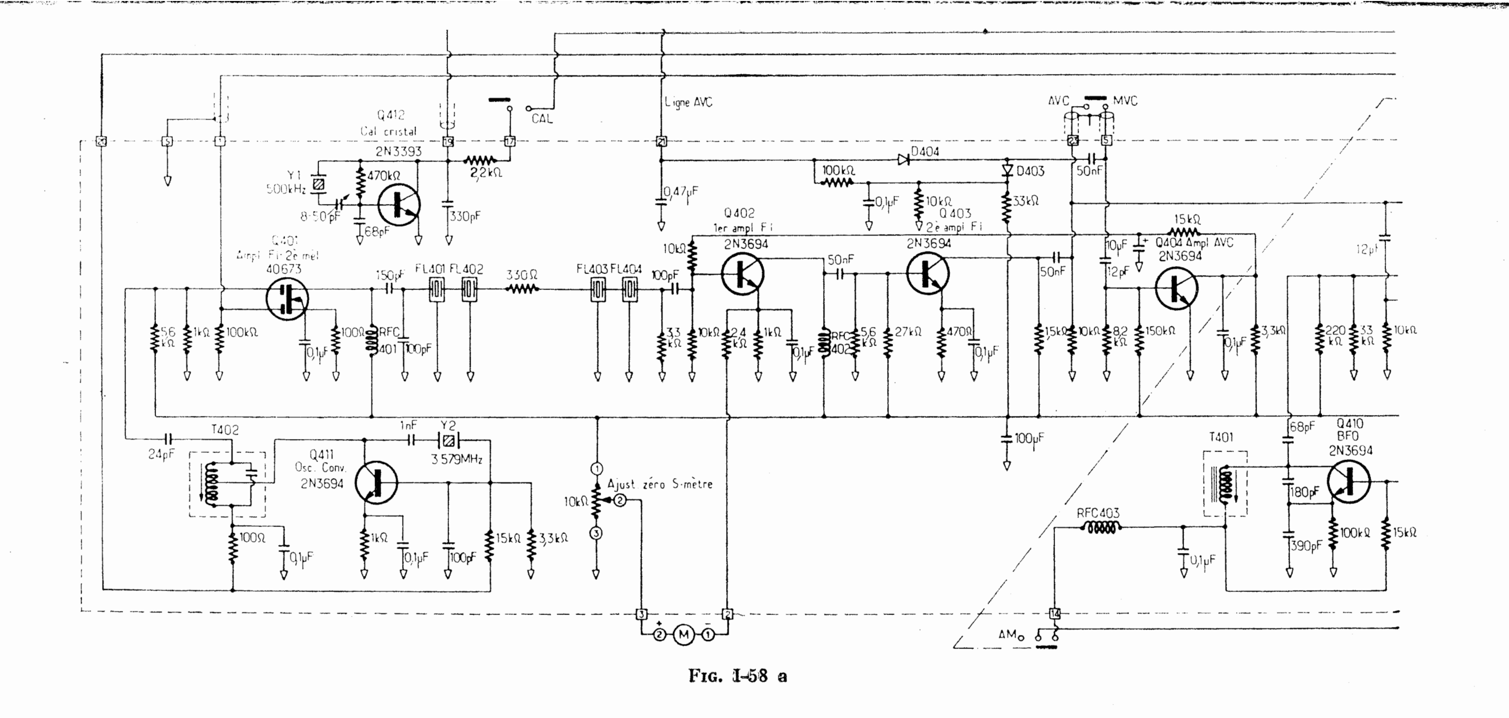
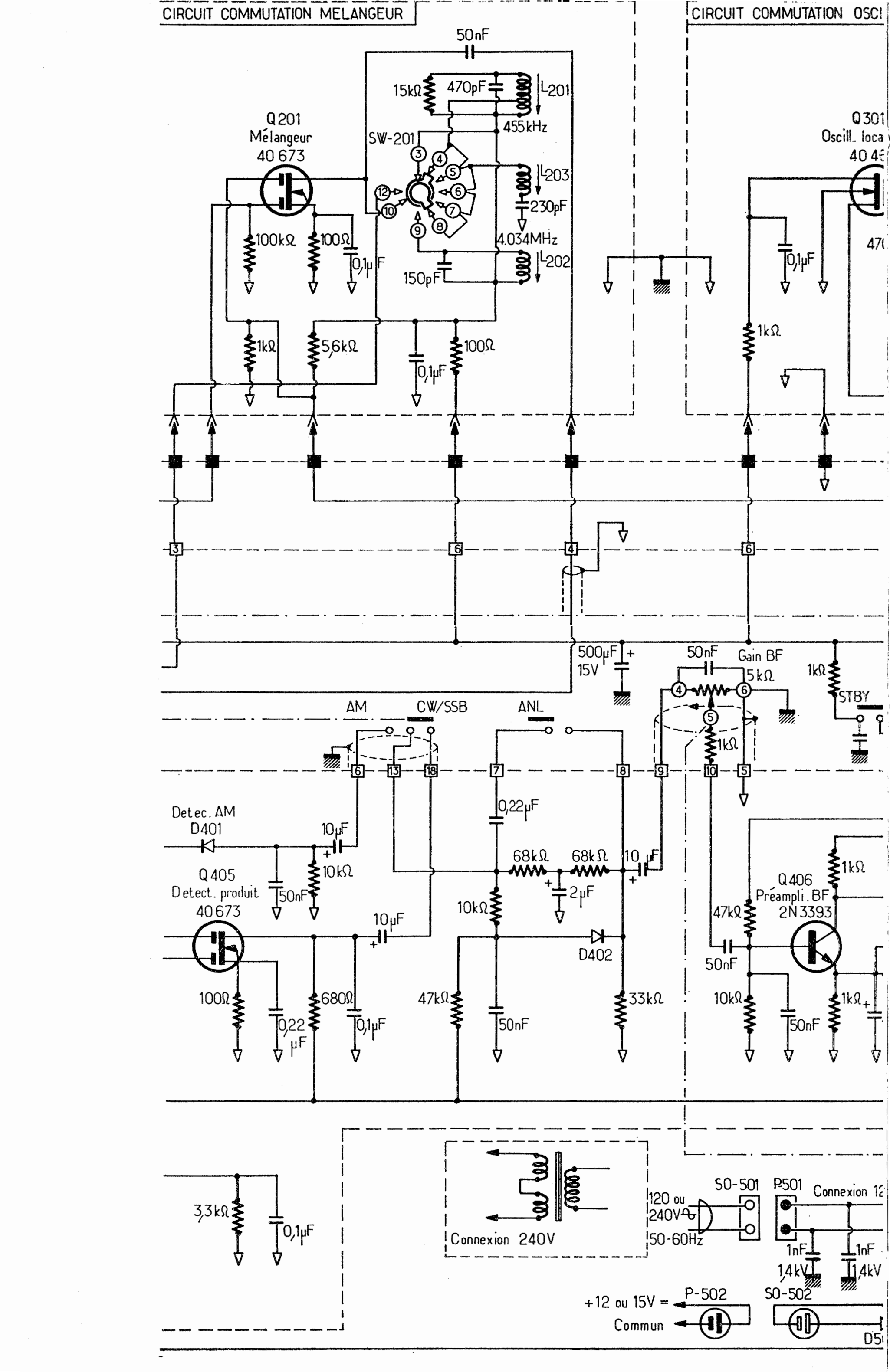
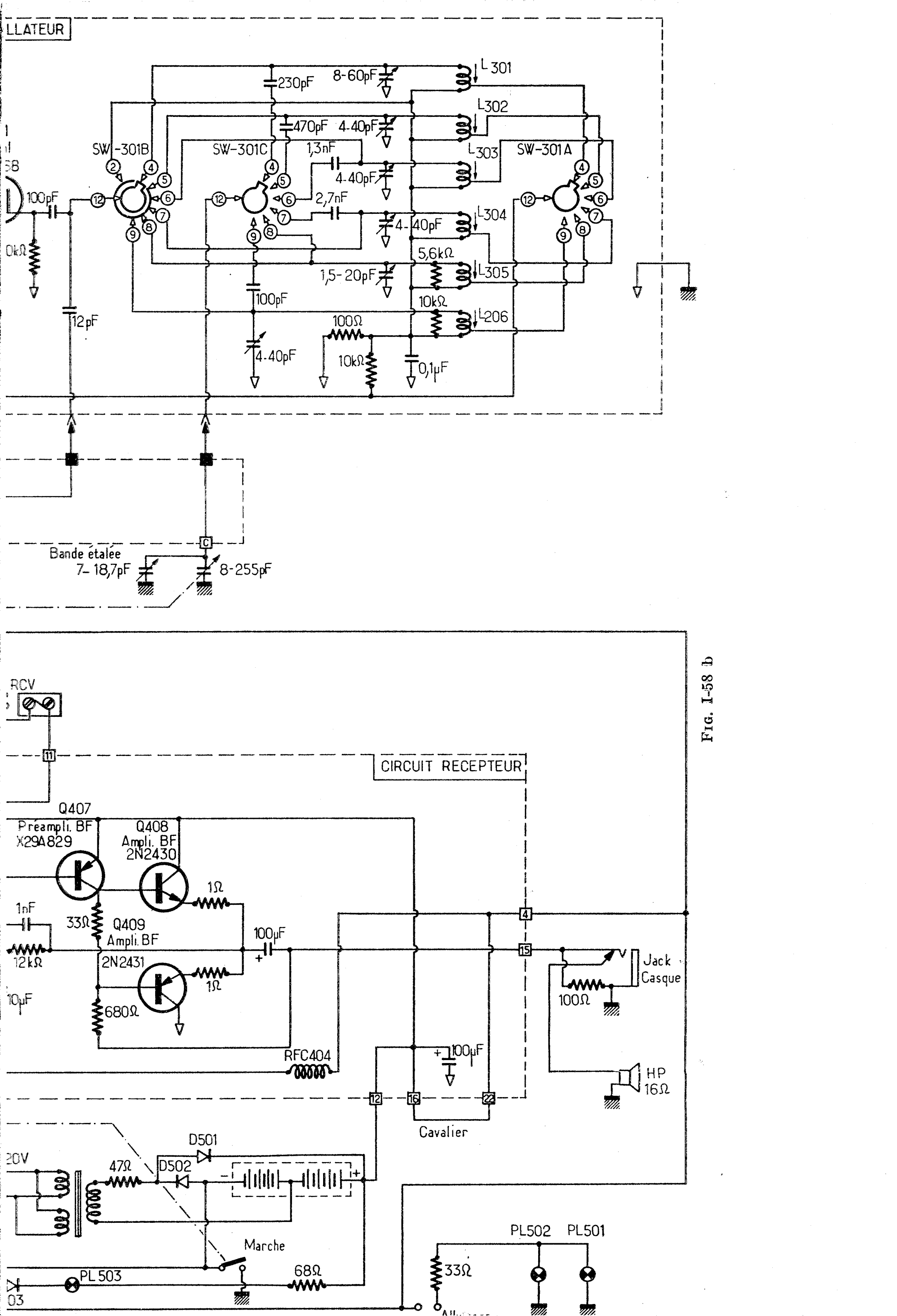

Q412
Cal cristal
2N3393
CAL
Ligne AVC
AVC
MVC
Y1
500kHz
470kΩ
2,2kΩ
8-50pF
68pF
330pF
D404
D403
100kΩ
0,47µF
0,1µF
10kΩ
33kΩ
50nF
Q401
Ampl Fi 2e mél
40673
Q402
1er ampl Fi
2N3694
Q403
2e ampl Fi
2N3694
Q404 Ampl AVC
2N3694
15kΩ
10µF
12pF
12pF
150pF
FL401
FL402
330Ω
FL403
FL404
100pF
5,6 kΩ
1kΩ
100kΩ
100Ω
RFC 401
100pF
0,1µF
33 kΩ
10kΩ
2,4 kΩ
RFC 402
5,6 kΩ
27kΩ
470Ω
15kΩ
8,2 kΩ
150kΩ
3,3kΩ
220 kΩ
33 kΩ
10kΩ
T402
24pF
1nF
Y2
3 579MHz
Q411
Osc. Conv.
2N3694
100Ω
1kΩ
100pF
15kΩ
3,3kΩ
Ajust. zéro S-mètre
10kΩ
M
100µF
T401
RFC403
68pF
Q410
BFO
2N3694
180pF
390pF
100kΩ
ΔMo

Fig. I-58 a



CIRCUIT COMMUTATION MELANGEUR
CIRCUIT COMMUTATION OSCI
50nF
15kΩ
470pF
L201
455kHz
Q201
Mélangeur
40 673
SW-201
L203
230pF
4.034MHz
150pF
L202
100kΩ
100Ω
0,1μF
1kΩ
5,6kΩ
100Ω
Q301
Oscill. loca
1kΩ
500μF
15V
50nF
Gain BF
5kΩ
1kΩ
STBY
AM
CW/SSB
ANL
Detec. AM
D401
10μF
10kΩ
50nF
Q405
Detect. produit
40 673
100Ω
0,22 μF
680Ω
0,1μF
0,22μF
68kΩ
68kΩ
10 μF
2μF
10kΩ
D402
47kΩ
50nF
33kΩ
Q406
Préampli. BF
2N 3393
47kΩ
50nF
10kΩ
50nF
1kΩ
3,3kΩ
0,1μF
Connexion 240V
120 ou 240V~
50-60Hz
SO-501
P501
Connexion 12
1nF 1,4kV
1nF 1,4kV
+12 ou 15V =
Commun
P-502
SO-502



LLATEUR
L 301
230pF
8-60pF
L302
470pF
4-40pF
SW-301B
SW-301C
1,3nF
L303
SW-301A
4-40pF
100pF
2,7nF
L304
4-40pF
5,6kΩ
1,5-20pF
L305
100pF
10kΩ
L206
12pF
100Ω
4-40pF
10kΩ
0,1µF
Bande étalée
7-18,7pF
8-255pF
RCV
CIRCUIT RECEPTEUR
Q407
Préampli. BF
X29A829
Q408
Ampli. BF
2N2430
1Ω
1nF
33Ω
Q409
Ampli. BF
100µF
12kΩ
2N2431
1Ω
Jack
Casque
10µF
680Ω
100Ω
RFC404
100µF
HP
16Ω
Cavalier
D501
20V
47Ω
D502
PL502
PL501
Marche
68Ω
PL 503
33Ω

Fig. I-58 b

La détection du signal s'effectue de deux façons :

— par la diode D_{401} pour la modulation d'amplitude,

— par le détecteur de produit pour la modulation BLU et la CW. Celui-ci est assuré par une transistor FET double porte, l'une recevant le signal FI incident 455 kHz, l'autre la tension locale d'un oscillateur BFO Q_{410} (2N3694) réglable sur 455 kHz + ou — 3 kHz. Il s'ensuit un battement de hauteur variable selon l'accord sur la station à recevoir.

Si l'émission s'effectue en « entretenues pures », on recueille une tonalité BF. Si l'accord du récepteur est correctement calé sur le flanc du spectre capté on peut aussi recueillir la modulation d'une émission à bande latérale unique (BLU).

Le signal détecté est ensuite appliqué à la section amplificatrice basse fréquence comportant un préamplificateur Q_{406}, un étage driver Q_{407} et une paire de transistors complémentaires Q_{408} et Q_{409}. La puissance de sortie est de 300 mW.

Le récepteur comporte quelques circuits annexes : circuit antiparasite, calibrateur.

L'alimentation est constituée par une batterie cadmium-nickel et son circuit de recharge constitué de diodes. Un branchement extérieur sur accumulateur 12 V peut être réalisé sans danger à cause de la diode de protection D_{503}.

Précisons que le kit est accompagné d'une notice de montage extrêmement détaillée rendant la réalisation très facile. Toutefois, un générateur HF est nécessaire pour la mise au point.

PLATINE F.I (1,6 MHz) ET DETECTION AM-FM-CW/SSB

Destinée à l'équipement d'un récepteur de trafic, la platine F.I décrite ci-après est accordée sur 1 600 kHz et comporte 3 systèmes de détection permettant de recevoir aussi bien les émissions modulées en fréquence ou en amplitude ou de décoder la BLU et de lire les signaux télégraphiques (CW). Elle est aussi la plus perfectionnée, la plus complète et la plus moderne.

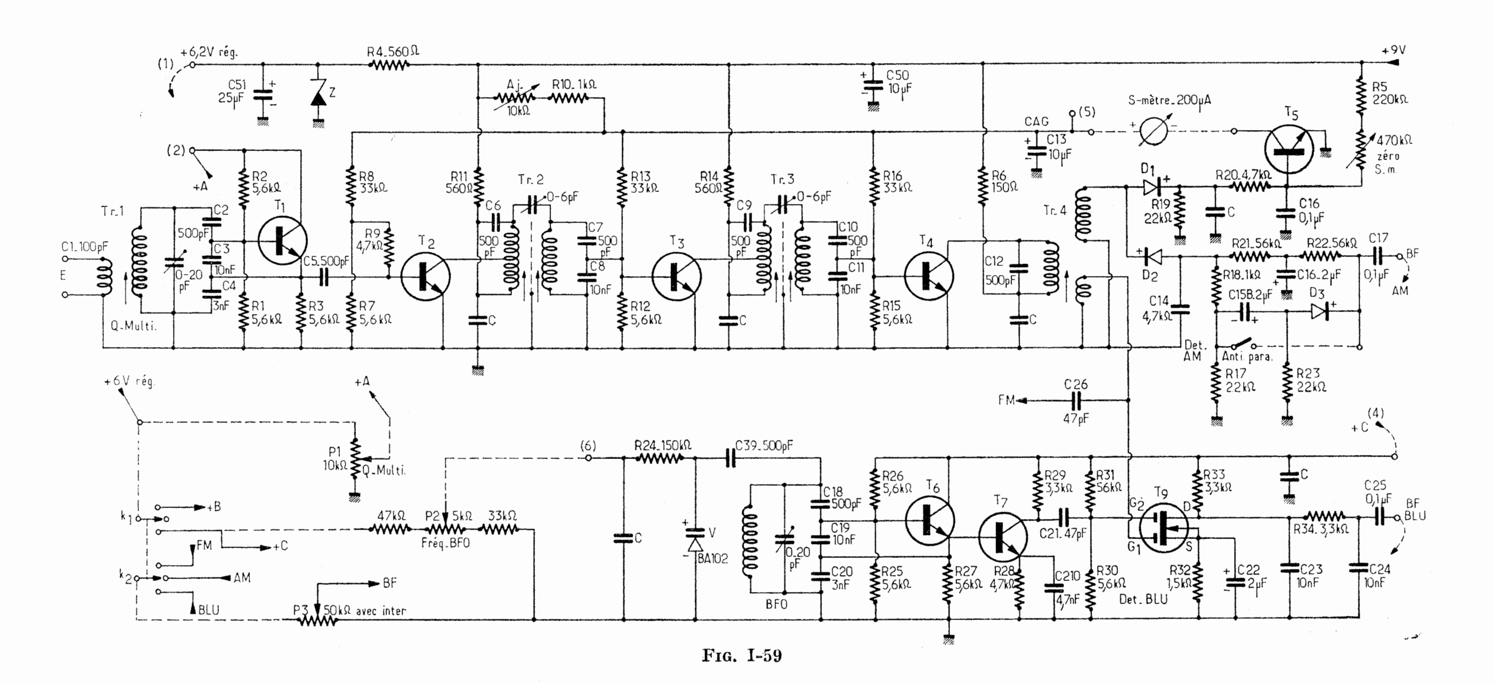
A l'entrée de cette platine, un étage « Q-multiplier » augmente encore la très bonne sélectivité obtenue grâce à 6 circuits alignés sur la fréquence.

Un amplificateur BF constitué par le circuit intégré TAA611B de SGS délivre un peu plus de 1 watt sous 9 V et 2 watts sous 12 V.

Destinée aux radio-amateurs, cette réalisation (F8CV) peut être utilisée derrière n'importe quel convertisseur sortant sur 1,6 MHz (fig. I-59).

Le « Q-multiplier » est un étage amplificateur, à réaction contrôlée que l'on peut amener progressivement à la limite d'auto-oscillation. Ce phénomène bien connu a pour effet de désamortir le circuit accordé et, à la limite de l'entrée en oscillation, la sélectivité devient alors très importante, comparable à celle d'un filtre à quartz. Le fait de désamortir un circuit accordé correspond à en augmenter le « Q ». Seule condition pour un bon résultat : l'entrée en oscillation doit être douce et progressive.

Ensuite, nous voyons sur le schéma d'ensemble trois étages amplificateurs reliés entre eux par des filtres de bande dont le couplage est déterminé par un condensateur ajustable de 0-6 pF. Cela permet de se régler au maximum de sélectivité. Le base de T_2 est couplée capacitivement à l'émetteur de T_1. Et nous arrivons au transformateur de détection TR_4. Nous avons prévu une détection séparée pour la commande automatique de gain (CAG) afin d'éviter une répercussion sur la CAG lors de la manœuvre du potentiomètre BF. Le dispositif de CAG amplifié est classique et donne de très bons résultats. Par sa conception même, le sytème ne déclenche que lorque la tension détectée est de 0,5 ou 0,6 V, ce qui constitue une CAG retardée tout à fait



(1) +6,2V rég.
C51 25µF
Z
R4.560Ω
+9V
R5 220kΩ
470kΩ zéro S.m
T5
S-mètre.200µA
CAG
(5)
C13 10µF
C50 10µF
Aj. 10kΩ
R10.1kΩ
(2)
+A
R2 5,6kΩ
T1
Tr.1
C1.100pF
E
Q.Multi.
C2 500pF
0-20 pF
C3 10nF
C4 3nF
R1 5,6kΩ
R3 5,6kΩ
C5.500pF
R8 33kΩ
R9 4,7kΩ
R7 5,6kΩ
T2
R11 560Ω
C6 500 pF
Tr.2
0-6pF
C7 500 pF
C8 10nF
C
R13 33kΩ
R12 5,6kΩ
T3
R14 560Ω
C9 500 pF
Tr.3
0-6pF
C10 500 pF
C11 10nF
R16 33kΩ
R15 5,6kΩ
T4
R6 150Ω
C12 500pF
Tr.4
D1
R20.4,7kΩ
R19 22kΩ
C16 0,1µF
D2
R21.56kΩ
R22.56kΩ
C17 0,1µF
BF
AM
R18.1kΩ
C16.2µF
C15B.2µF
D3
C14 4,7kΩ
Det. AM
Anti para.
R17 22kΩ
R23 22kΩ
FM
C26 47pF
+6V rég.
+A
P1 10kΩ
Q.Multi.
k1
+B
FM
+C
k2
AM
BLU
47kΩ
P2 5kΩ
Fréq.BFO
33kΩ
P3 50kΩ avec inter
BF
(6)
R24.150kΩ
C39.500pF
V
BA102
C18 500pF
C19 10nF
C20 3nF
0.20 pF
BFO
R26 5,6kΩ
T6
R25 5,6kΩ
R27 5,6kΩ
T7
R28 4,7kΩ
R29 3,3kΩ
C21.47pF
C210 4,7nF
R31 56kΩ
R30 5,6kΩ
Det. BLU
T9
G2
G1
D
S
R33 3,3kΩ
R32 1,5kΩ
C22 2µF
(4) +C
C25 0,1µF
BF BLU
R34.3,3kΩ
C23 10nF
C24 10nF

FIG. I-59

correcte. Le signal BF, de son côté, traverse un circuit comportant diode et condensateurs constituant un écrêteur de parasites efficace. Le circuit anti-parasites peut être court-circuité par un interrupteur.

Le détecteur BLU (T_9) est alimenté par l'enroulement basse impédance « FM » de TR_4 relié à la porte (ou gate) n° 1 d'un transistor double porte T_9, dont la porte n° 2 reçoit le signal de l'oscillateur local BFO. Ce montage constitue un excellent détecteur de signaux BLU et CW. Le signal BF est recueilli sur le drain de ce transistor.

Le BFO comporte deux transistors : l'un T_6 est oscillateur, et l'autre T_7 sert de séparateur nécessaire pour éviter les réactions du signal reçus sur la fréquence du BFO, réactions absolument intolérables en BLU.

Il est bon de pouvoir faire varier légèrement la fréquence du BFO ($\pm$ 2 kHz). Une diode varicap dont on modifie la polarisation par un potentiomètre remplit parfaitement ce rôle. Il faut, autant que possible, un potentiomètre linéaire.

La tension d'alimentation du Q-multiplier est régulée à 6,5 ou 7 V par une diode zener. Cette même tension sert à alimenter alternativement le BFO avec la détection BLU ou l'étage FM.

Le transfo TR_4 comporte un enroulement basse impédance qui attaque un transistor monté en écrêteur, mis sous tension en position FM et suivi d'un détecteur de rapport (appelé souvent discriminateur). Cet étage est, par sa conception même, antiparasite. La bande passante de Tr_5 est étroite (10 kHz) et ne permet pas de recevoir la radiodiffusion de la bande 90 MHz. Par contre les émissions « modulées en fréquence » des amateurs, sont parfaitement reçues (fig. I-60).

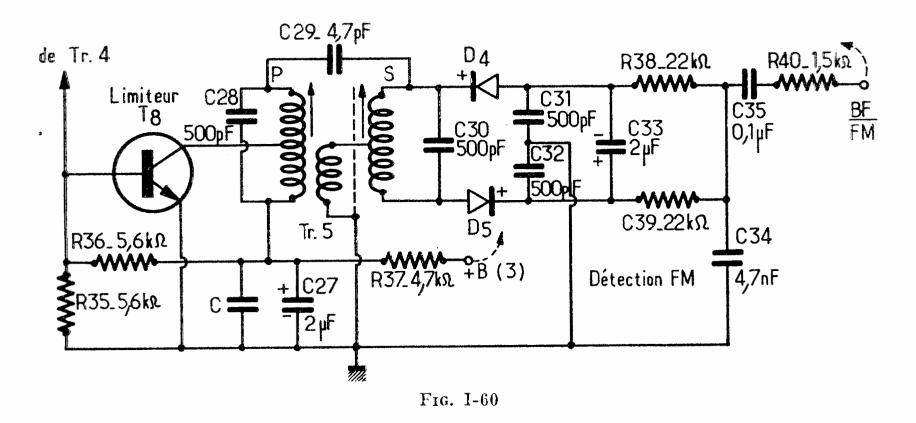


Fig. I-60

La partie BF est constituée par un circuit intégré TAA611B délivrant un peu plus de 1 watt sous 9 V. La consommation à vide est toujours inférieure à 5 mA. Le haut-parleur doit présenter une impédance de 8 ohms. Une impédance plus élevée limite seulement la puissance disponible. Le HP peut être débranché sans danger pour le circuit intégré (fig. I-61).

Pratique : Il est possible de réaliser ce montage de façon classique sur un petit châssis métal. On peut aussi monter chaque étage sur une petite plaquette isolante et rassembler le tout sur une platine métallique percée d'un trou de 30 mm à l'endroit de chaque étage. Si les dimensions ne sont pas trop restreintes, il n'est pas besoin de blinder les divers étages. Cette méthode de montage est particulièrement recommandée aux débutants.

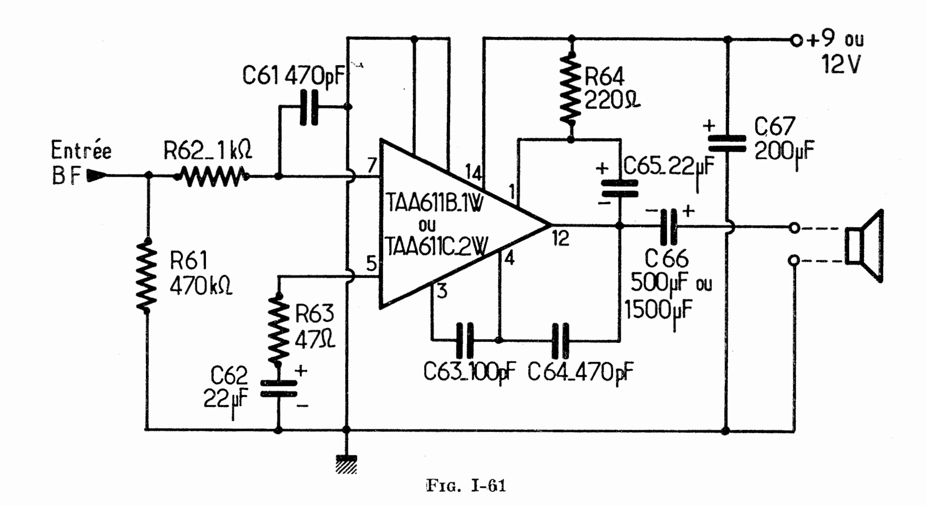


FIG. I-61

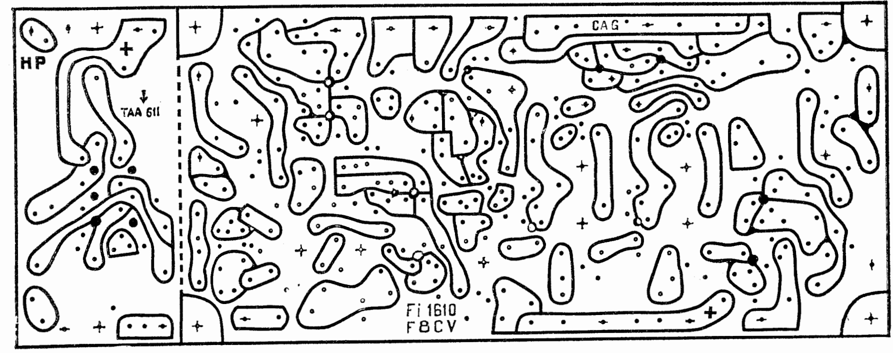


FIG. I-62

La présente réalisation a été faite en circuit imprimé (fig. I-62) (les traits noirs représentent les parties où le cuivre doit disparaître) ce qui a permis de réduire les dimensions dans des proportions appréciables : 65 × 170 mm. La figure I-63 reproduit la disposition des éléments.

Les composants sont, en partie, placés « debout ». Pour les divers raccordements à la platine, nous avons prévu des cosses rapides AMP. Tous les transistors utilisés sur ce montage sont des silicium NPN. Etant donné leur grande stabilité thermique, il a été possible de supprimer les résistances que l'on place d'habitude dans le circuit d'émetteur. Le montage se trouve simplifié d'autant. Nous avons utilisé des BF153 de SGS, mais des BF160, ou des 2N706 donnent des résultats équivalents, sans aucune modification au montage.

Pour la détection BLU, on peut utiliser des 3N140 ou 3N141 au lieu et place du 40602 (RCA). Il est préférable de monter ce transistor sur un support. Les diodes D_1 à D_5 sont toutes des diodes germanium miniatures AA119 ou similaires.

Tous les condensateurs d'accord des bobinages sont des styroflex, y compris le 3 300 et les 10 000 pF. On évitera les condensateurs céramique type plaquette, avec lesquels les résultats seraient désastreux.

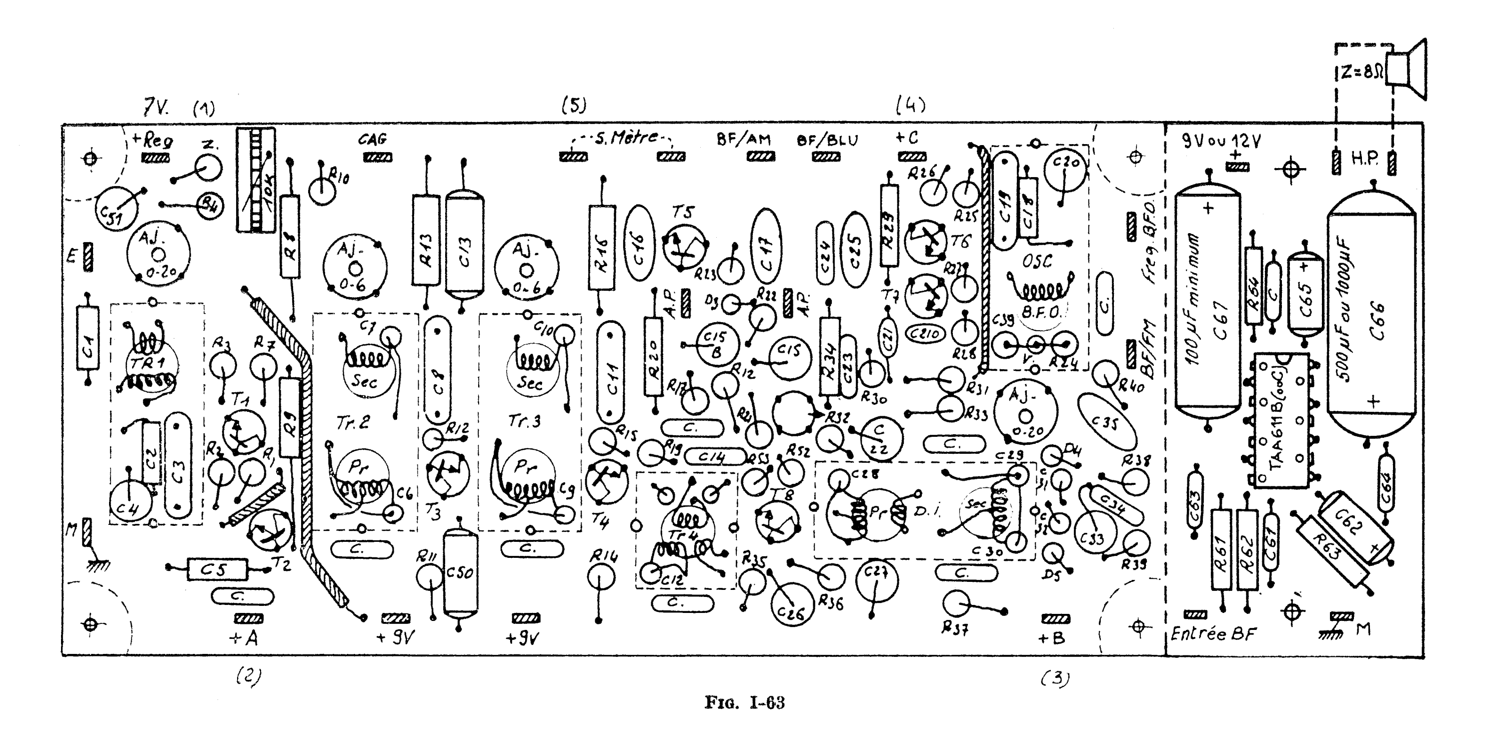

7V.
(1)
(5)
(4)
+Reg
CAG
S. Mètre
BF/AM
BF/BLU
+C
9V ou 12V
H.P.
Z=8Ω
Freq. BFO
BF/FM
OSC
B.F.O.
100 μF minimum
C67
500 μF ou 1000 μF
C66
TAA611B(ouC)
Entrée BF
+A
+9V
+9V
+B
(2)
(3)

Fig. I-63

Les bobinages sont montés directement sur la platine. La fixation des PFR26 se fait dans un trou de 3,8 mm après avoir diminué un peu la nervure qui se trouve sur le côté du téton de fixation. Enduire le téton d'un peu — très peu — de colle cellulosique, colle Scotch par exemple, et river légèrement avec le fer à souder. Ne plus toucher pendant une heure ou deux. Si on est bien sûr du branchement, on pourra mettre en place les condensateurs d'accord, puis les blindages. Cela protégera les bobinages. Nous suggérons de commencer le montage par la mise en place de Tr_1, et poser les éléments de l'étage d'entrée, puis Tr_2 et ainsi de suite, en s'aidant du plan d'implantation et surtout en suivant le schéma. Poser les transistors à mesure. Lors du montage, il est conseillé d'enfiler sur l'un des fils, celui de base par exemple, un morceau de petit souplisso de 3 ou 4 mm de longueur. Cela tiendra les transistors à distance de la platine, et permettra ultérieurement une vérification de leur orientation.

Vérification : Avant toute chose, examiner le montage à la loupe, côté soudures. Une mauvaise soudure et surtout un court-circuit provoqué par des paillettes de cuivre ou de soudure se remarque très facilement. Dès la mise sous tension, le montage est apte à fonctionner. La consommation de la partie HF doit varier sensiblement de 6 à 12 ou 15 mA par la manœuvre de la résistance ajustable de 10 kΩ. La partie BF doit consommer 5 mA à vide. On vérifiera encore la tension appliquée à G_2 du 3N141 et qui doit être d'environ 0,6 V. Le 40602 ne sera mis sur son support que plus tard, lorsque toute la partie 1600 kHz sera alignée.

Pour aligner cette platine FI, il convient d'effectuer les raccordements. Le contacteur est du type 2 circuits/3 positions. L'un des circuits sélectionne le mode de détection, l'autre alimente la partie du montage correspondante.

Alignement. Par la résistance ajustable de 10 kΩ, amener le débit de la partie 1 600 kHz à 8 mA.

L'alignement se fera sur 1610 kHz. La fréquence 1 600 est à éviter en raison d'une station allemande de diffusion sur cette fréquence et qui, le soir, risque d'être reçue fortuitement provoquant une interférence sur toutes les stations écoutées. Supposons le matériel le plus réduit possible : un Grid-Dip et un voltmètre (20 kΩ par volt au moins).

Pour commencer, on cherchera à entendre la modulation du Grid-Dip. Au besoin, l'approcher du circuit imprimé, du côté de Tr_3 ou Tr_4. Approcher tous les réglages « à l'oreille » en commençant par Tr_4 pour terminer par Tr_1. Les condensateurs ajustables de Tr_2 et Tr_3 seront, pendant ce temps, à mi-course, et, P_1 au maximum de résistance (tension minimale sur le Q-multiplier).

Cette première opération terminée, couper la modulation du Grid-Dip, et, cette fois, on s'aidera de l'indicateur d'accord S-mètre. Placer le Grid-Dip à distance convenable pour que l'indicateur soit à mi-course, ou même un peu moins. Eventuellement, placer une petite antenne, quelques cm, à l'entrée de la platine, et reprendre tous les réglages comme précédemment, sauf Tr_5. Le réglage des ajustables de Tr_2 et Tr_3 se trouve près du minimum de capacité. A mesure que l'on diminue la capacité, il faut retoucher l'accord du Tr correspondant. Le réglage est satisfaisant lorsque le gain de chacun de ces étages a diminué de 1/5 environ. Ensuite, augmenter le gain du Q-multiplier par P_1. S'assurer que l'entrée en oscillation se produit un peu avant le maximum, puis revenir en arrière juste de ce qu'il faut pour que l'oscillation cesse. Régler avec beaucoup de soin la fréquence de Tr_1.

L'entrée en oscillation provoque la déviation maximale de l'indicateur. S'il y a lieu, agir sur la résistance ajustable de 10 kΩ pour que l'aiguille

de l'indicateur soit au maximum, mais sans dépassement au moment de l'entrée en oscillation. La sensibilité de l'ensemble sera convenable.

Passons en position FM. C'est maintenant que nous allons utiliser le voltmètre pour mesurer la tension aux bornes de C_{34}. En réglant le secondaire de Tr_5 la tension mesurée sera positive ou négative selon le sens du désaccord. A l'accord exact, la tension est nulle. Laisser un léger désaccord pour avoir une petite déviation du voltmètre. Régler le primaire définitivement, en cherchant à augmenter la déviation. Par le secondaire, ramener l'aiguille à zéro, juste au point où la tension s'annule, avant de s'inverser.

Nous allons maintenant régler l'oscillateur « BFO » sur la fréquence. Pour cela, passer en position BLU, et intervertir provisoirement les connexions aboutissant aux cosses BF-AM et BF-BLU de la platine, de manière à continuer d'écouter la détection AM. Placer P_2, ainsi que le condensateur ajustable de 20 pF à demi-course. Tourner le noyau de l'oscillateur jusqu'à entendre le battement de l'oscillateur. (On l'entend faiblement dans ces conditions). Le condensateur ajustable permet un réglage plus « fin » de la fréquence. Il ne reste plus qu'à rétablir l'ordre normal des connexions, et mettre en place le transistor à effet de champ : ne pas oublier de retirer le petit ressort qui court-circuite les électrodes. Maintenant, en position BLU, nous devons entendre très puissamment le battement.

Réalisation des bobinages.

Tr_1 Secondaire 29 spires.
Primaire 4 spires fil 20/100 par dessus Sec.

Tr_2 et Tr_3 Primaire 29 spires, prise à la 19e.
Secondaire 29 spires.

Tr_4 Primaire 29 spires, pas de prise 15/100 par-dessus Prim.
Secondaire dét AM : 14 spires.
Secondaire FM 3 spires 20/100 par-dessus ou à côté des 14 sp.

Tr_5 Primaire 29 spires.
Tertiaire 4 spires 20/100 par-dessus Prim.
Secondaire 29 spires, prise médiane.

Prendre deux fils de couleur différente (rouge et blanc, par exemple) les torsader légèrement et bobiner 14 ½ spires. Prendre l'entrée de l'un des fils avec la sortie de l'autre pour constituer la prise médiane. Sortir la prise médiane à l'opposé des entrées et sorties, de manière à avoir exactement 14 ½ (fig. I-64).

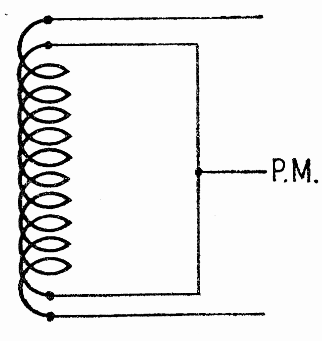


Fig. I-64

Tous les bobinages sont exécutés sur circuits magnétiques fermés type PFR26 de l'Isostat.

Les bobinages accordés sont en fil divisé 15 × 5/100. Teinter l'extrémité du fil, début du bobinage : ce sera le point chaud. Les autres enroulements, s'il y a lieu, sont bobinés ensuite. Pour les primaires de Tr_2 et Tr_3 comportant une prise au 1/3, bobiner d'abord 19 spires, la prise étant constituée par une boucle de fil que l'on ne coupera qu'après montage définitif, au moment de la soudure.

Après bobinage, les bagues extérieures des pots seront légèrement enduites de colle pour être ultérieurement immobilisées sur les « poulies ». A défaut de fil divisé, on peut utiliser du fil 20/100 émail/soie.

La fig. I-65 donne l'aspect du panneau avant de l'appareil.

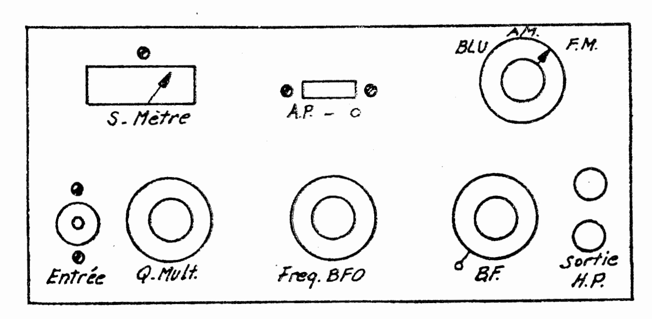


FIG. I-65

Certains transistors à effet de champ sont livrés avec les broches court-circuitées par un œillet... force est bien de le retirer avant de placer le transistor sur son support. On débranchera la platine de toute connexion extérieure, et on le prendra à pleine main, si possible un doigt posé sur les soudures du support, et, de l'autre main, on placera le FET sur son support. De cette façon, le risque de tensions statiques est nul.

Les réalisateurs qui possèdent générateur ou wobulateur feront comme ils ont l'habitude. Noter toutefois que si l'alignement est prévu au wobulateur il ne faut pas mettre en place C_{33}. Sa présence apporte une constante de temps qui empêche toute interprétation utile de la courbe obtenue. Dans ce cas, C_{33} ne sera mis en place qu'en dernier lieu.

Pour toutes les opérations de réglages, l'écrêteur de parasites « A.P. » doit être en position « court-circuité ».

A l'intention des débutants, disons que ce montage sur circuit imprime est assez délicat à mener à bien, et que l'on risque moins les déboires en construisant de façon classique. C'est infiniment plus facile, le résultat est équivalent, et on y apprendra bien davantage.

Note. Toutes les capacités repérées C sont des 47 000 pF.

T_1 à T_8, T_{10} = BF153 ou 2N706A.

T_9 = 3N141 ou 40602.

T_{11} = AC126.

CI = TAA611B ou TAA611C.

D_1 à D_5 = AA119.

Z = Diode zener 7 V.

K_1-K_2 = contacteur 2 circuits 3 positions rotatif ou à touches.

C_{15}, C_{15}B, C_{33} = 1 ou 2 µF.

C_{22}, C_{27} = 1 à 5 µF.

C_{21} = 47 ou 100 pF.

Alimentation. Si on doit alimenter par piles sèches, on utilisera une pile séparée pour la BF.

L'alimentation souhaitable est le redresseur suivi d'une régulation énergique (voir Ch. Alimentations).

PLATINE MF-BF A CIRCUITS INTEGRES

Les circuits intégrés linéaires facilitent grandement la réalisation des platines MF-BF et suppriment la confection des bobines MF qui constituent la tâche la plus délicate. C'est pourquoi nous pensons être agréables à nos lecteurs en reproduisant ici une étude parue dans Radio-Ref. (F3PS-FIXL).

Au lieu de la fréquence habituelle de 1 600 kHz, ceux-ci ont préféré une fréquence plus élevée afin d'utiliser des quartz de surplus, mais aussi *pour* obtenir une meilleure réjection de la fréquence image. Il est possible de revenir à la première par le simple choix du cristal.

Le schéma.

Platine 2 MHz

Le schéma est celui de la figure I-66. Il est suffisamment explicite pour se passer de commentaires, mais nous allons l'examiner succinctement.

Nous remarquons deux circuits intégrés linéaires, le TAD100 pour les fonctions HF/détection et le TAA300 pour la BF. La partie BF du TAD100 ne'st pas utilisée.

Nous trouvons également un démodulateur BLU équipé d'un 3N140 et enfin des stabilisateurs de tensions ; ainsi la platine ne nécessite qu'une seule tension d'alimentation de 12 volts, qui peut être directement prise sur la batterie du mobile. Examinons plus en détails chacune des fonctions.

Si nous regardons la notice du constructeur du TAD100, nous voyons qu'il s'agit d'un BCL sans étage BF de puissance. Le bloc filtre MF est vendu avec le circuit et il possède un filtre céramique ; la bande passante est de 6 kHz, ce qui est très honorable surtout pour le trafic en VHF. L'efficacité du CAG est de 60 dB. L'oscillateur local est synchronisé par quartz et le mélangeur est à deux transistors. L'ampli MF comporte trois transistors montés en Darlington ; la détection s'effectue par la jonction base-émetteur d'un transistor et sort sur la borne 8. Afin d'obtenir un signal moins déformé pour l'attaque du détecteur BLU, nous avons rajouté une diode OA90 en cascade.

Le détecteur BLU (3N140) fonctionne comme un mélangeur de telle façon que fHF — fBFO = fBF ou fBFO — fMF = fBF selon la bande (inférieure ou supérieure) à écouter. Le BFO est calé une fois pour toute et le rattrapage se fait avec le CV d'accord qui devra être pourvu d'un bon démultiplicateur.

Quant à la BF, en provenance de la détection AM ou BLU, elle est aiguillée après dosage sur la borne 7 du TAA300. Ce dernier délivre 1 W BF sous 8 Ω ce qui est bien suffisant.

Réalisation pratique.

L'ensemble de la platine est câblé sur un circuit imprimé en verre epoxy suivant les figures I-67 et I-68.

Les bobines FC1 et FQ4 proviennent de récupération de modules. On peut très bien utiliser d'autres types, à la condition de les accorder sur les fréquences adéquates.

Le TAA300 ainsi que le BFY50 devront être munis d'un refroidisseur.

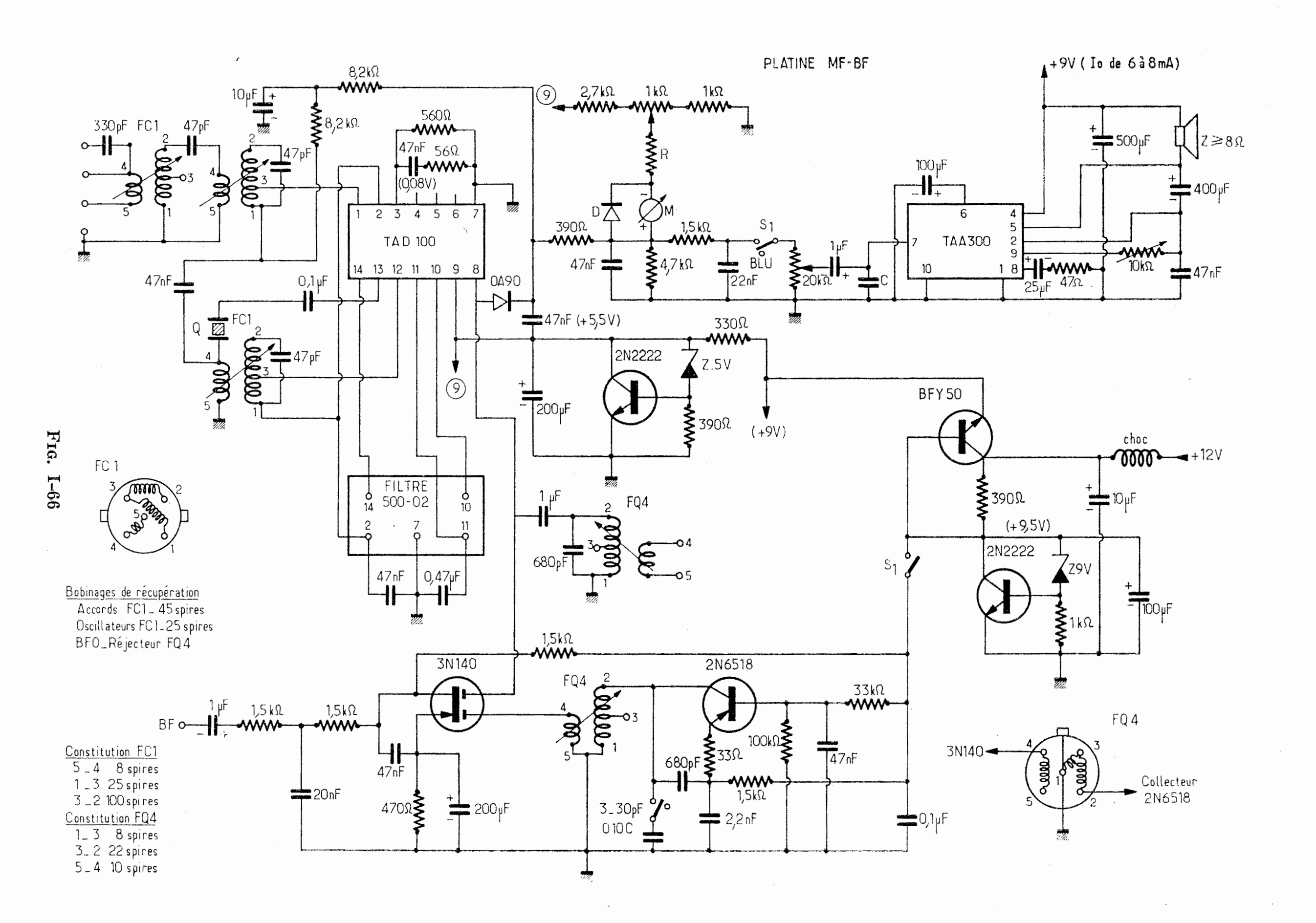

PLATINE MF-BF
+9V (Io de 6 à 8mA)
Z ≥ 8Ω
500µF
400µF
47nF
10kΩ
47Ω
25µF
100µF
TAA300
C
1µF
20kΩ
S1
BLU
22nF
1,5kΩ
4,7kΩ
M
D
390Ω
47nF
R
2,7kΩ
1kΩ
1kΩ
9
8,2kΩ
8,2kΩ
10µF
330pF
FC1
47pF
47pF
560Ω
47nF
56Ω
(0,08V)
TAD 100
0A90
47nF (+5,5V)
330Ω
2N2222
Z.5V
390Ω
200µF
(+9V)
47nF
0,1µF
FC1
Q
47pF
FILTRE
500-02
47nF
0,47µF
1µF
FQ4
680pF
BFY50
choc
+12V
390Ω
10µF
(+9,5V)
2N2222
Z9V
1kΩ
100µF
S1
1,5kΩ
3N140
2N6518
FQ4
33kΩ
BF
1µF
1,5kΩ
1,5kΩ
20nF
47nF
470Ω
200µF
680pF
33Ω
100kΩ
47nF
1,5kΩ
3_30pF
010C
2,2nF
0,1µF
FC 1
Bobinages de récupération
Accords FC1_45 spires
Oscillateurs FC1_25 spires
BFO_Réjecteur FQ4
Constitution FC1
5_4 8 spires
1_3 25 spires
3_2 100 spires
Constitution FQ4
1_3 8 spires
3_2 22 spires
5_4 10 spires
FQ4
3N140
Collecteur
2N6518

Fig. I-66

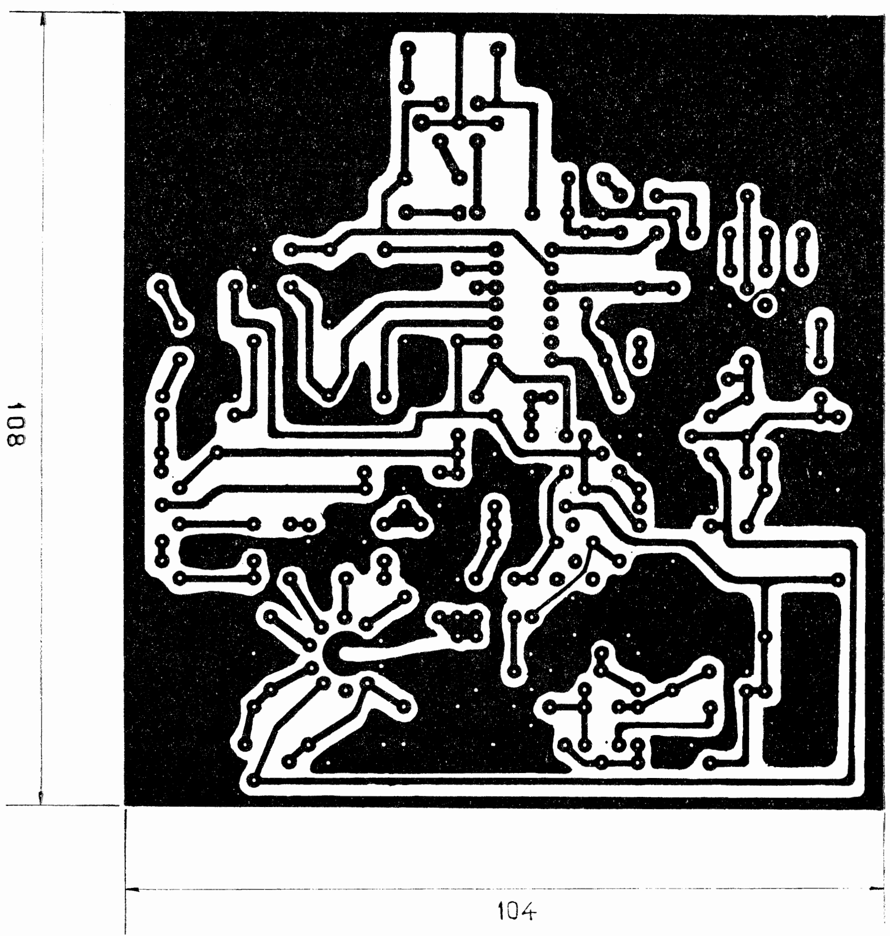


FIG. I-67

Mise au point.

Avant de mettre le montage sous tension vérifier qu'il n'est pas en court-circuit.

La mise au point est facilitée du fait de l'utilisation du TAD100 et de son filtre MF préréglé. Faire dévier avec P le S-mètre au milieu de sa course. S'il est branché avec la bonne polarité, l'accord sur la fréquence du quartz de l'oscillateur local se traduit par un minimum. Comme toujours, le réglage correct du noyau consiste à rechercher le décrochage en vissant et en dévissant, puis de prendre la position intermédiaire. Si ce résultat n'est pas atteint, vérifier toute la partie HF y compris les circuits HF d'entrée.

Pour les bobines d'accord, injecter le signal 2 MHz (pour notre cas, ou égal à la fréquence que vous avez choisie) et régler au maximum en réduisant le signal injecté. Une retouche de l'un par rapport à l'autre des bobines d'accord est parfois nécessaire.

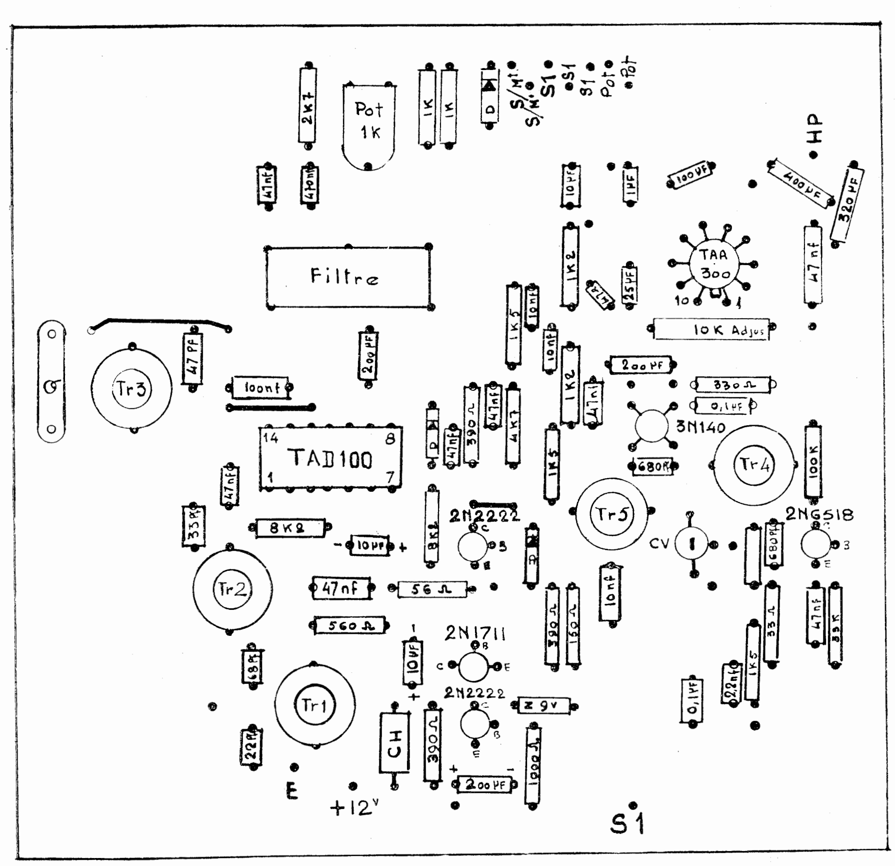


FIG. I-68

Faire également le maximum avec FQ4. S'il y a accrochage, rester en dessous avec le noyau le plus vissé. (Cette bobine est facultative et a pour rôle principal d'augmenter la réjection AM en BLU).

Pour la retouche du filtre, il est préférable en cas d'accrochage de débrancher FQ4 (en dessoudant une patte du 1 µF). Attention ! ne faire cette retouche qu'en dernier lieu, sinon vous risquez de le dérégler complètement.

Pour le réglage du détecteur BLU, faites le battement zéro sur le signal 2 MHz et fignolez ensuite si besoin est, à l'écoute d'une station. Bien vérifier que le courant de repos du TAA300 est de 6 à 8 mA.

Sur le circuit imprimé, il n'est pas prévu de potentiomètre ; nous soudons une résistance de 10 kΩ et plaçons ensuite des résistances en parallèle, afin d'obtenir cette valeur Io et ce n'est qu'ensuite que nous soudons la résistance dont la valeur s'approche le plus de la valeur adéquate.

Pour cette réalisation nous n'avons utilisé que le grid-dip et le contrôleur universel comme appareils de mesures.

Remarques.

Dans certains cas le TAA300 détecte ; placer alors une capacité de 470 à 2000 pF entre la borne 7 et la masse. S'il y a emballement avec un HP

d'impédance supérieure à 8 Ω, réduire la valeur du condensateur de 400 µF à 200 µF.

Le fait de supprimer la capacité de 47 nF dans la base du 2N6518 augmente le niveau d'injection. Il est préférable de ne la placer qu'au dernier moment afin de se faire une opinion sur son influence.

Pour éviter toute interprétation fâcheuse, câbler le circuit imprimé en suivant le schéma de principe et en soudant les éléments seulement après vous être assuré de leur emplacement.

Le « dip » correspond au zéro du S-mètre. Pour S9 prendre 100 µV à l'entrée du récepteur.

Si on désire alimenter la platine en 9 volts, supprimer le BFY50, le 2N2222 et la zener 9 volts.

Une NBFM, correctement réglée, est reçue grâce à la sélectivité du filtre céramique presque aussi bien qu'une AM.

Nomenclature des éléments

TAD100 : Circuit intégré linéaire RTC (la partie BF n'est pas utilisée).
Filtre 500.02 : MF 455 kHz avec filtre céramique RTC.
TAA300 : Circuit intégré linéaire RTC.
M : Microampèremètre 50 à 300 µA, impédance 5 kΩ.
D : Diode de protection (dépend du micro-ampèremètre).
R : Résistance d'adaptation d'impédance tel que Z appareil de mesure + R = 5 kΩ.
Q : Quartz 1,6 à 2 MHz, boîtier HC6 (Béric).
FC1, FQ4 : Bobines cylindriques de récupération en provenance de modules HF et MF de BCL à transistors (marque présumée CSF), diamètre 11 mm, hauteur 15 mm.
3N140 : MOS-Fet à double porte RCA (Radio-Equipement, Paris).
Autres semi-conducteurs : RTC.
C : selon l'importance de la détection : de 470 à 2.200 pF.
Potentiomètre 1 kΩ : ohmic VA-05-H.

— Les valeurs de tensions indiquées entre parenthèses ont été lues au contrôleur universel.
— Les condensateurs sont du type « Cerfeuil » LCC.

S-METRE POUR RECEPTEUR DE TRAFIC A TRANSISTORS

Le S-mètre est un circuit auxiliaire bien utile et qui complète heureusement un récepteur de trafic.

Le montage donne une excellente linéarité. Sa stabilité en température dépend essentiellement des transistors qui sont des AC126. Pour une stabilité maximum, les transistors doivent être appairés tant au point de vue Béta qu'au point de vue du courant de repos.

L'appareil de mesure est un milliampèremètre de 1 mA de déviation totale, de résistance interne 53 Ω. Si un appareil de mesure plus sensible est utilisé, on peut, soit augmenter la valeur des résistances de collecteur en veillant à ce qu'elles restent égales entre elles, soit shunter l'appareil de mesure par une résistance variable, mais la solution de choix consiste à augmenter la valeur de la résistance série de 33 000 Ω, ce qui améliore encore la linéarité.

Dans le montage tel qu'il est indiqué figure I-69 la déviation totale de l'appareil de mesure est obtenue pour 0,5 V à l'entrée de la résistance de 33 000 Ω. Les deux transistors sont montés dos à dos dans un clip de refroi-

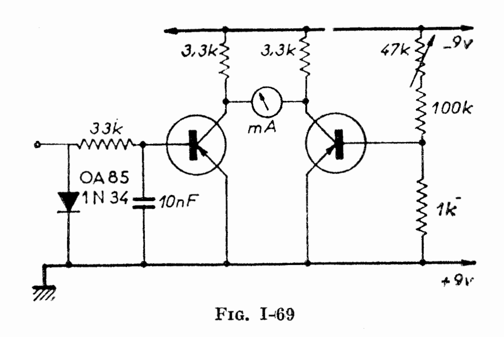


Fig. I-69

dissement pour transistors de puissance ce qui égalise au maximum la température des deux semi-conducteurs.

Le fonctionnement du montage est d'une simplicité enfantine. Il s'agit d'un pseudo-pont où le transistor de droite sert en quelque sorte de référence de température. Les transistors étant appairés, les deux dérives dues à la température sur les deux transistors se compensent et seul le signal fait dévier le milliampèremètre.

Le zéro se règle à l'aide de la résistance ajustable de 47 kΩ placée en série dans le pont de base du transistor de référence.

S-METRE A TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP

Ce schéma représente tout simplement un voltmètre électronique qui mesure la tension d'AVC.

Le millampèremètre M (la sensibilité est choisie entre 200 μA et 1 mA) est monté dans un pont dont les branches sont Tr_1, R_5, Tr_2, R_4. Tous ces éléments ont une résistance fixe sauf Tr_1 qui varie selon la tension AVC prélevée à travers R_6 sur le diviseur de tension P_1.

Le potentiomètre P_1 est le potentiomètre de tarage. Sa valeur varie entre 20 kΩ et 2 MΩ selon l'impédance du circuit d'AVC. (En général 50 kΩ avec les transistors.

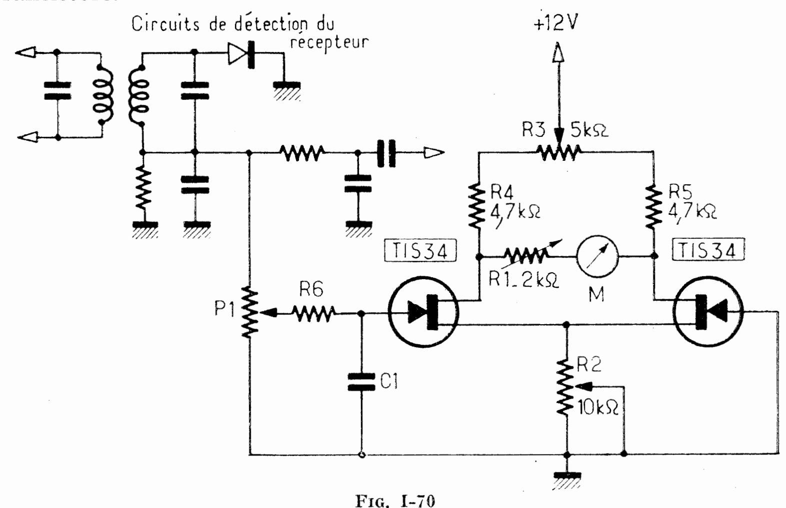


Fig. I-70

R_2 agit sur la courbe de réponse en tension du montage et permet de tasser la courbe en haut d'échelle. R_1 est réglée pour que l'intensité traversant M ne puisse pas le détériorer. Avec R_3, nous réglons le zéro du pont : équilibrage. R_6 est à déterminer expérimentalement selon la tension d'AVC aux environs de 10 kΩ (circuits transistorisés).

C_1 détermine l'inertie électrique du montage et dépend de R_6 :

$$C_1 = \frac{10^5}{R_6}$$

C_1 en microfarads et R_6 en Ω.

La tension d'alimentation doit être stable. Elle sera éventuellement stabilisée par diode zener.

La grande souplesse de cet indicateur d'accord permet d'en faire, après calibrage, un S-mètre correct.

C'est un bon appareil de comparaison. Malheureusement son calibrage est délicat et nous devons souvent nous contenter d'un indicateur d'accord non calibré permettant uniquement de dire si un signal est plus puissant ou plus faible qu'un autre sur la même fréquence.

En pratique, ces indications sont suffisantes car dans les réglages d'une antenne par exemple, nous cherchons un maximum ou un minimum et le vrai report S-mètre importe moins.

Rappelons néanmoins qu'un signal HF de 100 µV définit la position S9 et que chaque point S correspond à 6 dB en plus ou en moins, c'est-à-dire à une tension HF deux fois plus grande ou plus petite que la précédente ou la suivante.

S-METRE A FET

Une solution simple pour réaliser un S-mètre consiste à utiliser la tension de CAG négative d'un récepteur pour commander un transistor à effet de champ de type P. En effet, pour ce type de FET, la tension drain est négative par rapport à la source, et, le fait d'appliquer une tension négative sur la porte entraîne une augmentation du courant drain-source. En conséquence, si nous insérons un milliampèremètre dans le circuit drain d'un transistor à effet de champ de type P, et que nous appliquons la tension négative de contrôle automatique de gain sur la porte, le courant mesuré variera au rythme de la tension de CAG.

Le circuit représenté figure I-71 comporte, outre le circuit de mesure, une alimentation régulée qui délivre 11 volts à partir de la tension filaments

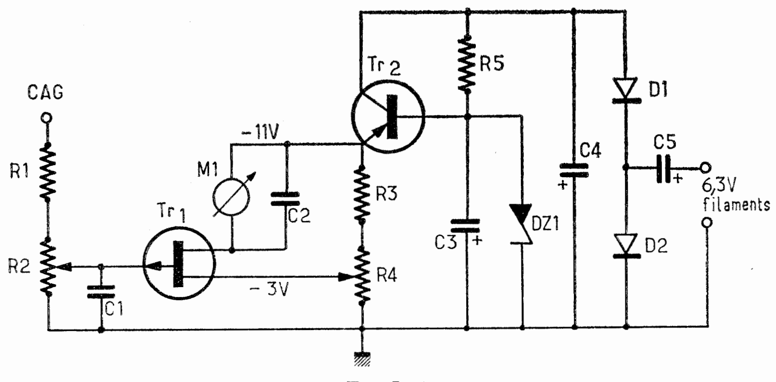


FIG. I-71

6,3 V, et, l'ensemble monté sur un circuit imprimé peut aisément se placer à l'arrière de l'appareil de mesure.

Le circuit a été étudié pour obtenir une déviation totale du milliampère-mètre lorsqu'une tension de — 7,5 V est appliquée à l'entrée, les variations de courant du début à l'extrémité de l'échelle en fonction de la tension de CAG étant celles indiquées sur la figure I-72.

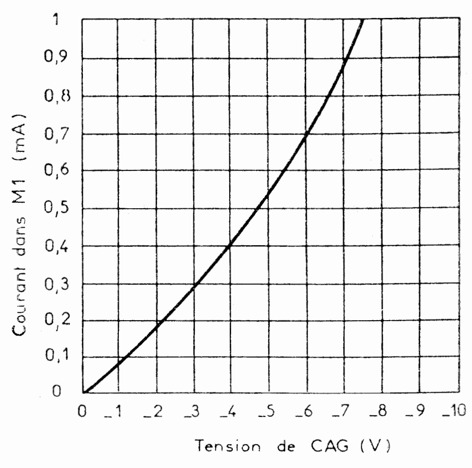


FIG. I-72

Valeur des éléments de la figure I-71.

R_1 = 2,2 MΩ 0,5 W.
R_2 = 1 MΩ (sensibilité).
R_3 = 390 Ω 0,5 W.
R_4 = 1 kΩ réglage du zéro.
R_5 = 22 kΩ 0,5 W.
C_1, C_2 = 10 nF.
C_3 = 50 μF 15 V.
C_4-C_5 = 100 μF 15 V.
DZ_1 = 1N759.
D_1-D_2 = TF21 ou équivalent.
Tr_1 = 2N2608.
Tr_2 = 2N3638.
M_1 = milliampèremètre 1 mA.

LE FILTRE COLLINS A LA RECEPTION

Bien sûr, les récepteurs modernes sont très sensibles et un collecteur quelconque trouve toujours moyen d'y introduire quelque tension HF et puis, pour le reste, « ça se débrouille ». Mais tout cela n'est pas très joli, si on y pense. Car, enfin, le circuit d'entrée du récepteur a des caractéristiques bien déterminées et en particulier une impédance propre qui demande à être réunie à une ligne de même impédance. Si tel n'est pas le cas, il y a forcément un taux d'ondes stationnaires important et, par conséquent, un rendement très médiocre et une sélectivité d'entrée fort mauvaise. Un remède : l'adaption des impédances. Un moyen : le filtre Collins.

Schéma de principe.

Le circuit est simple (fig. I-73) : il comprend essentiellement une bobine et deux condensateurs variables, C_1 et C_2, de 150 à 300 pF : la valeur n'est pas critique. Le bobinage est scindé en deux : L_1 est fait de 7 spires de 8/10 de mm à 1 mm espacées de 3 à 4 mm chacune sur un mandrin de 35 mm

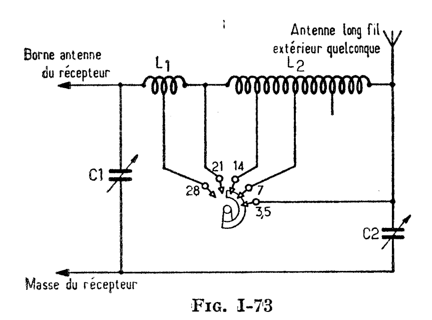


FIG. I-73

de bonne qualité. L_2 comporte sur un mandrin identique quatre groupes de 6 spires jointives et la distance entre chaque groupe est de 10 mm. Ces deux bobines sont montées en série. La prise 28 MHz est faite à 3 spires côté récepteur. En position 21 MHz, la bobine L_1 est tout entière en circuit. Sur 14 MHz on utilise L_1 plus 6 spires, sur 7 MHz L_1 plus deux fois 6 spires, et sur 3,5 MHz la totalité de L_1 et L_2. La commutation se fait très simplement par court-circuit des portions de bobines inutilisées à l'aide d'un contacteur approprié ou à défaut au moyen d'une pince crocodile et d'un fil volant, ce qui est moins élégant mais tout aussi efficace.

Voyons le fonctionnement. On réunit, bien entendu, le filtre au récepteur par une extrémité et à l'antenne par l'autre, puis on effectue la commutation sur la bande à écouter. Les lames de C_2 sont engagées à fond. Quel que soit le réglage, bon ou mauvais, on recevra bien un signal. A ce moment, l'œil sur le S mètre, on tournera rapidement C_1 pour augmenter la puissance de réception. L'accord est très net. Diminuer C_1 pour obtenir encore une lecture plus favorable et retoucher C_2. Jouer ainsi sur C_2 et C_1 alternativement et repérer finalement pour la bande considérée la position la meilleure. Cette position n'est valable naturellement que pour une antenne donnée. Procéder de la même manière pour chaque bande.

CHAPITRE II

CONVERTISSEURS

Un défaut commun à la majorité des récepteurs généralement utilisés par l'amateur est d'employer une moyenne fréquence de 455 kHz. Cette valeur, quasi-universellement adoptée, concilie sensibilité et sélectivité et est parfaitement normale jusqu'à 40 mètres.

Sur les bandes de fréquences plus élevées, une fréquence intermédiaire de 455 kHz est insuffisante, car les circuits sont suffisamment amortis pour que deux stations séparées par le double de la moyenne fréquence soient reçues au même point ; autrement dit, il n'y a pas d'élimination de la fréquence-image (deuxième battement). De ce fait, on trouve toutes les stations en deux points et il faut y ajouter, pour une certaine partie de la bande, les stations commerciales hors bandes, qui sont la cause de brouillages insupportables. Une solution consisterait à adopter une fréquence intermédiaire supérieure (1 600 kHz ou plus), mais cela conduirait, pour obtenir une sensibilité égale, à ajouter au moins un étage d'amplification MF. Le châssis ne le permet pas toujours, et cette modification entraînerait un réalignement complet sur toutes les gammes.

Beaucoup plus simple est la solution qui consiste à faire précéder le récepteur d'un convertisseur ou, plus exactement, d'un étage changeur de fréquence supplémentaire. Ce dernier supprime les désagréments du deuxième battement. Il « convertit » le signal reçu en une fréquence intermédiaire bien supérieure aux 455 kHz traditionnels tout en conservant les qualités de sélectivité du récepteur. De plus, il permet un bon étalement des bandes qui, sur la plupart des récepteurs de trafic, est insuffisant. La fréquence de sortie est fonction du récepteur de trafic utilisé. Elle peut varier de 1,5 à 7 MHz et plus. Mais quel est le moyen de transformer le 28 MHz en 1,6 MHz par exemple ? Le changement de fréquence, d'un principe bien connu de tous, consiste à faire interférer la fréquence de la station à recevoir, avec celle d'un oscillateur local, de telle façon que la différence des deux fasse toujours 1,6 MHz.

Il existe deux types de circuits pour convertisseurs. Dans le premier, la moyenne fréquence (c'est-à-dire le réglage du récepteur) est fixe, tandis que l'oscillateur et la mélangeuse sont variables.

Une autre solution, qui présente des avantages certains, consiste à rendre la fréquence de l'oscillateur fixe tandis que celle de la moyenne fréquence est variable. Comment obtenir cette fréquence fixe ? En utilisant le montage classique de l'oscillateur à cristal. La moyenne fréquence sera égale à la différence entre la fréquence propre du cristal et celle qui est reçue effectivement dans le récepteur. Nous aurons là une possibilité d'emploi de certains cristaux des surplus, dont la fondamentale ne tombe pas dans les gammes amateurs. Par exemple, avec un quartz 6 500 kHz, dont on utilise l'harmonique 4, la bande 28 MHz sera obtenue sur le récepteur habituel constituant maintenant la moyenne fréquence variable, entre

$$28\,000 - 26\,000 = 2\,000 \text{ kHz}$$
$$30\,000 - 26\,000 = 4\,000 \text{ kHz}$$

Il faudra donc balayer, sur le récepteur, entre 2 et 4 MHz, pour étaler la bande 28 MHz.

Le problème peut se présenter de façon différente. Votre récepteur est-il plus sensible aux fréquences voisines de 7 100 kHz ? Dans ce cas, si nous désignons par x la fréquence locale, nous aurons : 28 000 ± x = 7 100 kHz.

Pour x = 20 900 kHz, le cristal aura pour fréquence fondamentale 20 900 : 4 = 5 225 kHz.

Diverses combinaisons sont donc possibles.

Dans le cas d'un convertisseur à fréquence intermédiaire fixe, celle-ci ayant été fixée à 7,4 MHz, cela nous impose, pour balayer la plage 28-30 MHz, un oscillateur local couvrant de 20,6 à 22,6 MHz.

CONVERTISSEUR 14-21-28 MHz A TRANSISTORS

Il existe de nombreuses réalisations de convertisseurs à transistors. Celle-ci a le mérite d'être de conception « amateur » et de permettre, en utilisant soit un récepteur de trafic un peu « essoufflé » soit un poste à transistors à gamme OC convenable, d'écouter les bandes de trafix DX dans de fort bonnes conditions, soit en fixe, soit en mobile et c'est à cette fin que nous l'avons prévu 9/12 V.

Nous reconnaissons sur le schéma de la figure II-1 à partir de l'antenne, un étage HF, préaccordé à l'entrée, au centre de chaque bande et nous reconnaissons le même circuit en sortie. La liaison au mélangeur s'effectue par une capacité vers le pont de base. Le collecteur de cet étage est chargé par le circuit MF 3 MHz. Le circuit de l'émetteur est inséré dans une boucle de couplage vers l'oscillateur. Celui-ci comporte un quartz par bande et son alimentation est stabilisée par diode zener. Les circuits propres à chaque bande sont mis en circuit par un contacteur miniature à 3 positions - 4 galettes - 2 circuits. Le schéma se passe de commentaires, mais le montage ne saurait se passer de blindages et il convient de les soigner particulièrement, c'est une règle particulière aux montages à transistors.

Il convient de noter que l'oscillateur n'est pas un overtone, mais les quartz y oscillent sur leur fondamentale et les circuits oscillants sont accordés sur l'harmonique désiré de celle-ci, ce qui permet d'employer des quartz de surplus, FT243 ou miniatures, dont le choix reste infini. Comme nous nous sommes fixé un fréquence de 3 MHz, celle de l'oscillateur sera :

25 MHz (quartz 8325) pour 28 MHz ;

18 MHz (quartz 6000) pour 21 MHz ;

11 MHz (quartz 5 500 ou 11 000 kHz en fondamentale) pour 14 MHz.

Le processus de réglage reste inchangé. On s'assure d'abord que l'oscillateur fonctionne et on accorde les circuits d'oscillation locale sur les fréquences mentionnées ci-dessus. Après quoi, on ajuste les noyaux des bobinages HF et mélangeur au maximum de signal ainsi, en premier, que le circuit MF sur 3,2 MHz. La bande passante sur 14 et 21 MHz est suffisante. Sur 28 MHz, il lui faudrait couvrir 2 MHz, ce n'est pas tout à fait le cas, mais on peut y atteindre en munissant le circuit MF d'un petit condensateur d'appoint accessible de 10 pF qui permettrait de corriger la résonance.

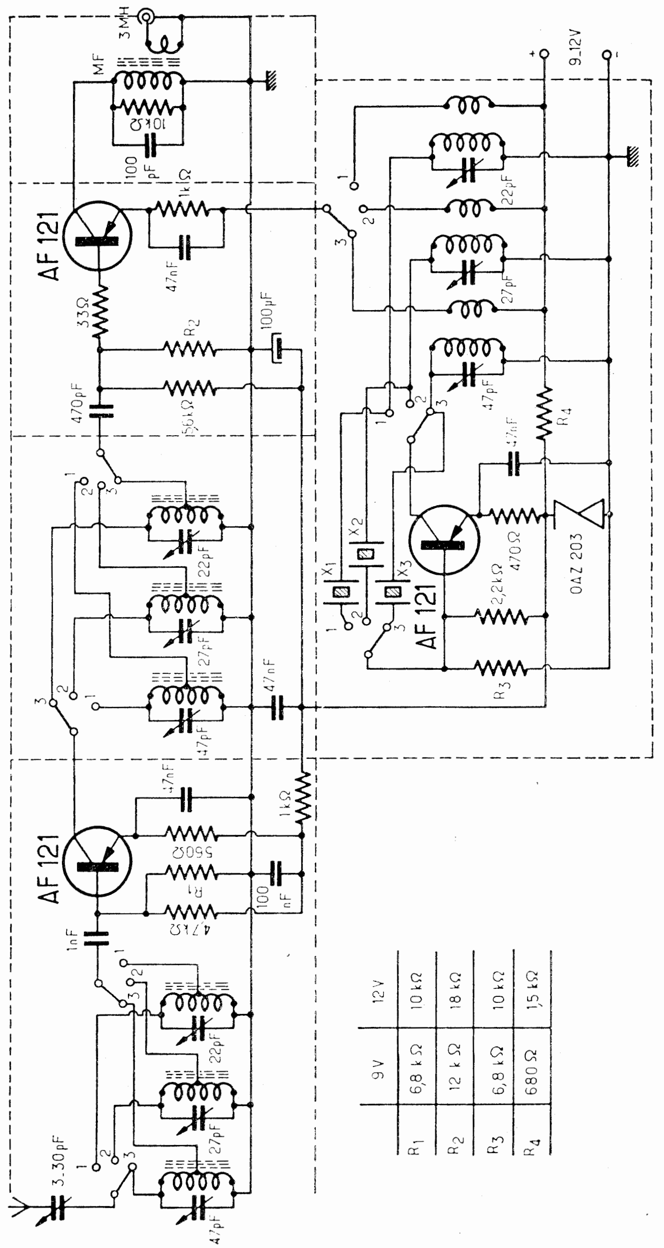
Les transistors utilisés sont du type unique AF121 dont la fréquence de coupure est très supérieure à la fréquence de travail la plus élevée et la tension de l'oscillateur est stabilisée par une diode zener, OAZ203.

Réalisation des bobinages : Mandrins Lipa, ∅ 8 mm, fil 3/10 mm émaillé.

HF = 20 m = 18 spires jointives, prise à 8 spires, à partir de la masse.

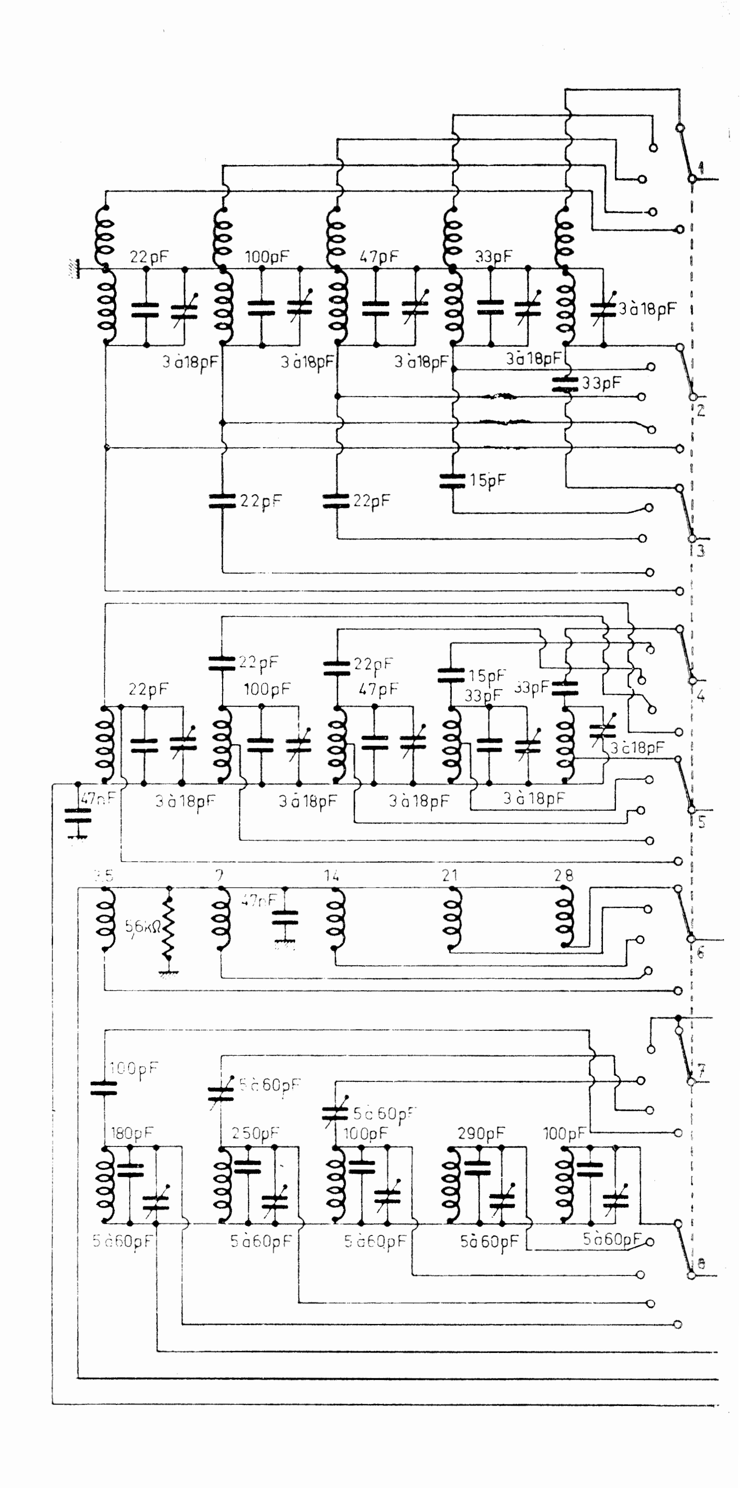
15 m = 11 spires jointives, prise à 5 spires, à partir de la masse.

10 m = 8 spires jointives, prise à 4 spires, à partir de la masse.



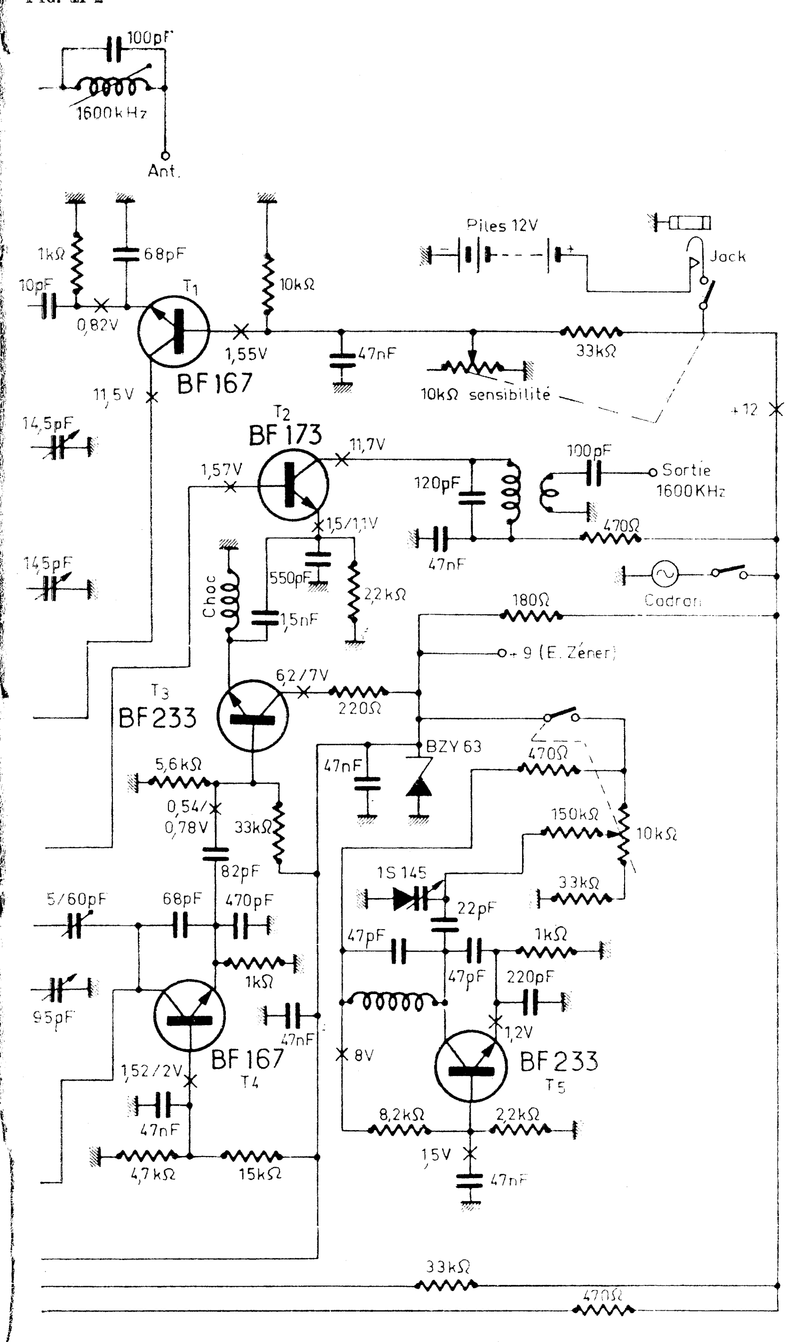
	9V	12V
R_1	6,8 kΩ	10 kΩ
R_2	12 kΩ	18 kΩ
R_3	6,8 kΩ	10 kΩ
R_4	680 Ω	1,5 kΩ

FIG. III-1



22pF
100pF
47pF
33pF
3 à 18pF
3 à 18pF
3 à 18pF
3 à 18pF
3 à 18pF
33pF
15pF
22pF
22pF
1
2
3
22pF
22pF
15pF
33pF
22pF
100pF
47pF
33pF
3 à 18pF
47nF
3 à 18pF
3 à 18pF
3 à 18pF
3 à 18pF
4
5
7
14
21
28
56kΩ
47nF
6
100pF
5 à 60pF
5 à 60pF
180pF
250pF
100pF
290pF
100pF
5 à 60pF
5 à 60pF
5 à 60pF
5 à 60pF
5 à 60pF
7
8

Fig. III-2


100pF
1600kHz
Ant.
1kΩ
68pF
10pF
0,82V
T1
10kΩ
1,55V
BF 167
47nF
11,5V
Piles 12V
Jack
33kΩ
10kΩ sensibilité
+12
14,5pF
T2
BF 173
11,7V
1,57V
100pF
Sortie
1600KHz
120pF
15/1,1V
470Ω
47nF
14,5pF
550pF
2,2kΩ
Choc
1,5nF
Cadran
180Ω
+9 (E. Zéner)
T3
BF233
6,2/7V
220Ω
BZY 63
47nF
470Ω
5,6kΩ
0,54/
0,78V
33kΩ
150kΩ
10kΩ
82pF
1S 145
33kΩ
5/60pF
68pF
470pF
22pF
47pF
1kΩ
1kΩ
47pF
220pF
95pF
47nF
1,2V
8V
BF 167
T4
BF 233
T5
1,52/2V
47nF
8,2kΩ
2,2kΩ
15V
4,7kΩ
15kΩ
47nF
33kΩ
470Ω

Mélangeur :

20 m = 18 spires jointives, prise à 8 spires, à partir de la masse.

15 m = 11 spires jointives, prise à 5 spires, à partir de la masse.

10 m = 8 spires jointives, prise à 4 spires, à partir de la masse.

Oscillateur :

20 m = 20 spires jointives, accord sur 11 MHz.

15 m = 12 spires jointives, accord sur 18 MHz.

10 m = 9 spires jointives, accord sur 25 MHz.

MF = P : 50 spires ; S : 18 spires, fil 20/100 jointives sur Mandrin Lipa, à noyau de 10 mm.

X_1 = 8,325 MHz ; X_2 = 6 MHz ; X_3 = 5,5 MHz ou 11 MHz.

Les prises sur les bobinages sont effectuées de la manière suivante : on commence par bobiner les premières spires à partir de la masse, puis on dénude un bon centimètre de fil que l'on plie et torsade. Il ne reste plus alors qu'à l'étamer au fer et à continuer à bobiner le nombre de tours restants. Le bobinage terminé est alors collé au vernis HF.

UNE REALISATION PROFESSIONNELLE A USAGE AMATEUR : LE TR6AC, CONVERTISSEUR TOUTES BANDES, TOUT TRANSISTOR

Nous devons à l'amabilité de la firme Mic's Radio — mondialement connue des amateurs d'expression française et dirigée par F9AF — de reproduire ci-dessous le schéma détaillé de son convertisseur toutes bandes étalées 3,5 - 7 - 14 - 21 et 28 MHz entièrement transistorisé. Ce bloc, par ailleurs de présentation sobre et élégante, peut être placé devant n'importe quel récepteur PO à transistors ou auto-radio, calé sur la fréquence de 1600 kHz, pour donner une réception des gammes amateur comparable à celle d'un excellent récepteur de trafic.

L'appareil se présente monté fig. II-4 dans un coffret en tôle peint deux tons, de 180 × 180 × 90 mm. La façade imprimée compose la totalité du panneau avant. Les impressions noires sur fond aluminium satiné lui donnent un petit air professionnel. Les commandes sont les suivantes : à gauche, potentiomètre de sensibilité de l'étage HF ; ensuite, le contacteur de gammes, l'interrupteur de la lampe cadran, le CV d'accord pour la recherche des stations ; enfin, à droite, le potentiomètre du BFO avec interrupteur (AM en position inter coupé) permettant de varier le battement suivant le signal reçu pour sortir la BLU inférieure et la BLU supérieure.

Le cadran linéaire a une visibilité de 14 × 4 cm et la graduation est faite en MHz.

Caractéristiques.

Gammes couvertes : 3,5/3.8 MHz (80 m) ; 7/7.15 MHz (40 m) ; 14/14.35 MHz (20 m) ; 21/21.6 MHz (15 m) ; 28/30 MHz (10 m).

Sortie : 1'600 kMz.

Réjection de la fréquence image : 40 à 50 dB sur 28 MHz (cas le plus mauvais).

Gain : plus de 30 dB sur toutes les bandes.

Sensibilité : mieux que 1 μV (mais elle dépend énormément de celle du récepteur auxiliaire).

Alimentation : 12 V par 8 piles 1,5 V incorporées.

Jack arrière pour alimentation extérieure (batterie, secteur).

Entrée antenne et sortie Rx par prises coaxiales à basse impédance.

Poids : 2,2 kg.

Schéma électrique : figure II-2.

Il est entièrement câblé sur un circuit imprimé unique en verre époxy, fixé au châssis par les quatre coins, assurant ainsi une grande rigidité.

Le contacteur de gamme est fixé sur le dessous du circuit et les galettes de chaque gamme sont cloisonnées blindées pour en assurer une parfaite stabilité.

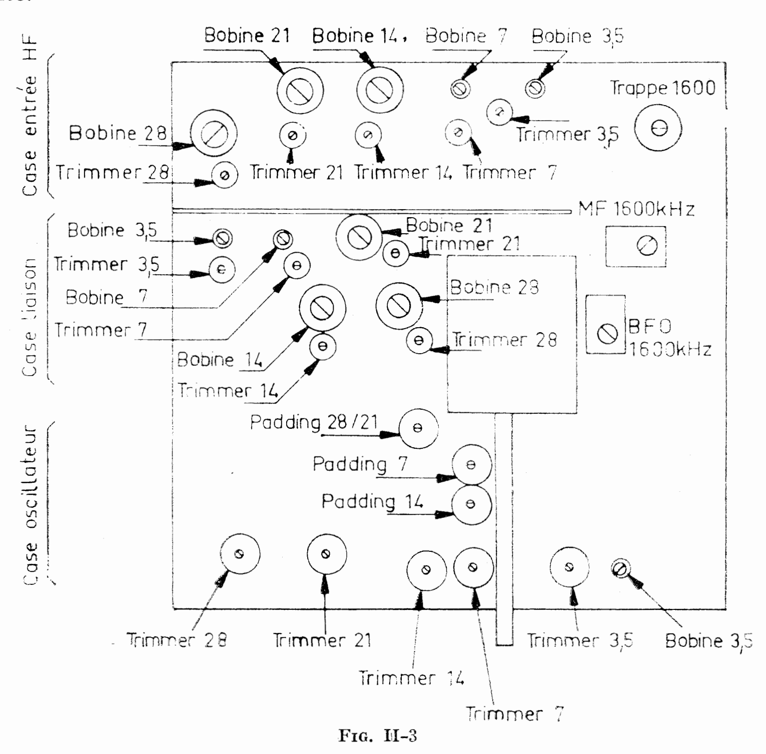


Fig. II-3

Le montage se compose d'un amplificateur haute fréquence, d'un mélangeur, d'un oscillateur avec séparateur et d'un BFO. Il comporte 5 transistors, 1 diode Varactor et 1 Zener. Les transistors utilisés sont des NPN très résistant à la chaleur. Chacune des 5 gammes comporte ses 3 bobines propres. L'accord se fait avec un condensateur variable à 3 sections (CV CIFTE/BELVU) dont la commande apporte une démultiplication de 20.

Les bobines oscillatrices sont imprimées et leur accord est fait avec des capacités très importantes (200 à 300 pF). La stabilité en est excellente.

En accord, l'emploi de bobines à fort coefficient de surtension donne une excellente sensibilité et une réjection image importante, comme indiqué plus haut, dans le tableau des caractéristiques.

L'oscillateur est, de plus, stabilisé par une diode Zener et séparé du mélangeur par un transistor apériodique.

La sortie est faite en basse impédance par une prise sur le transfo MF 1600 du mélangeur. En série sur l'antenne, un circuit accordé sur 1 600 kHz évite les entrées directes de la MF. Le BFO est réglable de part et d'autre

de 1 600 kHz pour permettre la parfaite compréhension des émissions BLU. Pour cette même raison, le transistor HF a son amplification commandée par un potentiomètre.

Les points de réglage des différentes bobines, ainsi que des trimmers sont indiqués en figure II-3.

En conclusion, ce convertisseur semble pouvoir satisfaire, par ses qualités de sensibilité, stabilité, facilité de lecture, l'utilisateur le plus difficile, tant en station fixe qu'en mobile où il peut être facilement posé dans le vide-poche ou la boîte à gants.

D'un prix abordable, il permet d'écouter confortablement les amateurs avec la même facilité qu'un bon récepteur de trafic.

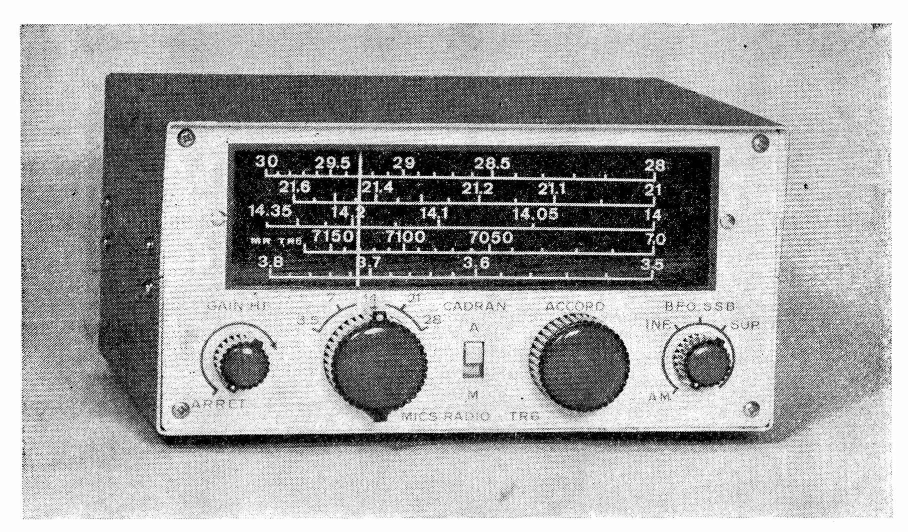


Fig. II-4

CONVERTISSEUR 14-21-28 MHz A TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP (FET)

Nous allons étudier l'application pratique des FET dans la réalisation d'un convertisseur plus spécialement destiné à l'écoute des bandes décamétriques (14, 21, 28 MHz) dont la réception n'est pas toujours bonne ou confortable. En effet, l'étalement ridiculement réduit de ces bandes sur la plupart des récepteurs de trafic, en particulier ceux provenant des surplus, valables par ailleurs, interdit toute appréciation de la fréquence. Certains sont passablement déficients sur les bandes hautes (21 et 28 MHz), d'autres — c'est le cas de l'excellent BC342, par exemple — en sont complètement démunis, ce qui limite considérablement leur emploi. Dans tous ces cas, un seul remède, un seul moyen permettant d'étaler n'importe quelle bande, d'étendre les possibilités du récepteur tout en le rajeunissant : le convertisseur. L'originalité du circuit de la fig. II-5 réside dans l'emploi des transistors à effet de champ dont les qualités sont unanimement reconnues pour ce qui concerne le faible bruit de fond et la très bonne tenue en présence des signaux puissants. Nous l'avons par ailleurs voulu simple et pourtant multibandes avec un minimum de complications. Economique et à la portée de toutes les bourses, il se devait d'utiliser des transistors courants et bon marché ; c'est pourquoi notre choix s'est porté sur les TIS34, associés à un 2N706. Enfin, destiné à fonctionner aussi bien en mobile qu'en fixe, il a été étudié pour une ali-

mentation 12 V. Avec un gain moindre, il marche fort bien sous 9 V et même sous 6 V ! Nous allons sans plus tarder en disséquer les différentes parties qu'il sera alors aisé de réaliser pour, en les assemblant, arriver au même résultat que nous.

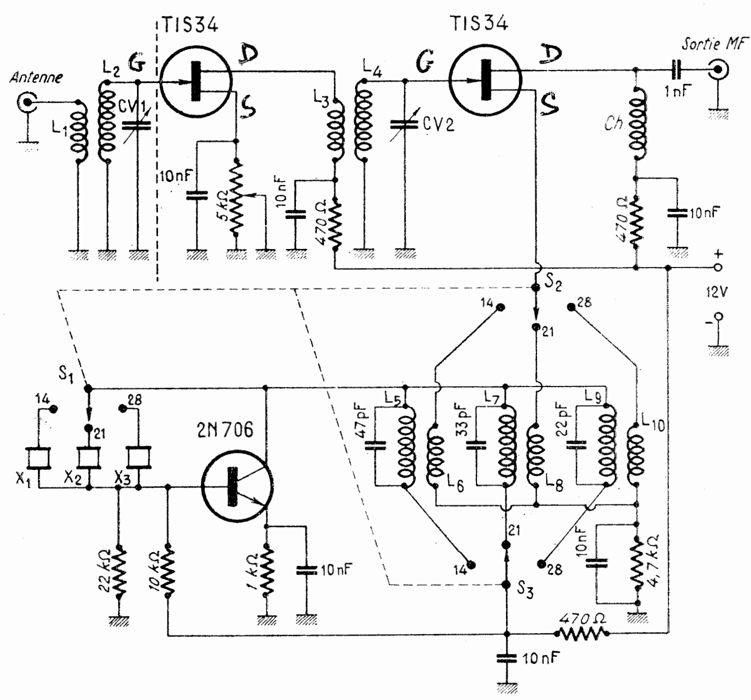


FIG. II-5

Schéma de principe.

La partie HF comporte un étage amplificateur suivi d'un mélangeur auquel la tension d'oscillation locale est appliquée dans la source, cependant que les tensions MF sont recueillies sur le drain.

Bien que prévus pour les 3 bandes (10, 15 et 20 mètres), les circuits CV_1-L_2 et CV_2-L_4 sont à accord continu, ce qui exclut toute complication de commutation. Il s'ensuit que la capacité de CV_1 et CV_2 doit être assez grande pour accorder L_2 et L_4 sur 14 MHz et L_2-L_4 assez réduites pour que, lames à peu près sorties, l'accord se fasse sur 30 MHz. Le choix de ces éléments est important. Heureusement, il existe dans les surplus des CV miniatures de différentes capacités et il ne sera pas difficile d'y trouver la pièce qui convient. On retiendra de préférence les modèles à axe long afin de les commander par un bouton-flèche. Les circuits CV_1-L_2 et CV_2-L_4 étant accordés séparément sur la même fréquence et nécessairement proches l'un de l'autre seront séparés par une cloison verticale à travers laquelle passera par un trou et un isolant, le fil de « gate » du transistor d'entrée.

Aucune remarque à faire en ce qui concerne la polarisation de la source au moyen d'un potentiomètre qui commande le gain de l'étage, ni au sujet du circuit du drain qui est chargé par L_3 couplée serré à L_4.

L'étage mélangeur comporte une charge apériodique constituée par une bobine d'arrêt genre R.100, qui permet d'y prélever les tensions MF issues du mélange.

L'oscillateur local est à peine plus compliqué et fait appel à une triple commutation (quartz, bobinages, enroulement de couplage). S_1 représente un circuit et une galette séparée.

S_2-S_3 constituent deux circuits qui peuvent subsister sur la même galette. Le tout est monté sur un encliquetage à 3 positions. Les quartz utilisés sont de modèle miniature HC/6 U et il est essentiel qu'ils oscillent normalement sur leur harmonique 3, ce qui est assez courant.

Reste à déterminer la fréquence de ces quartz pour les différentes bandes. Elle dépend, la fréquence à recevoir étant connue, essentiellement de la moyenne fréquence adoptée, c'est-à-dire du récepteur principal que l'on veut compléter ou revigorer et dont il faut utiliser au mieux une bande de fréquence basse. Personnellement, nous avons choisi parce que notre récepteur de base, un RR26, couvrait cette bande, 2-4 MHz. Ce qui veut dire que nous entendons recevoir sur 2 MHz, un signal de 14, 21 ou 28 MHz. Nous sommes donc amenés à prendre pour fréquence locale fixe, 12, 19, 26 MHz. On trouve dans les magasins spécialisés (BERIC, en particulier) des quartz HC/6 U à ces fréquences ou extrêmement près de ces fréquences. Reste à les utiliser. L'oscillateur proposé, avec des quartz d'une activité normale, démarre très facilement dès lors que L_5 est accordé sur 12 MHz, L_7 sur 19 MHz ou L_9 sur 26 MHz. Ces bobines sont, en réalité, accordées sur la fréquence précitée par une capacité fixe en parallèle et par un noyau magnétique. L_6, L_8, L_{10}, secondaires de couplage à la ligne de la source du mélangeur, sont commutés pour chaque bande.

Mise au point.

Toute la mise au point se réduit à faire fonctionner l'oscillateur sur les trois bandes successivement et à régler les noyaux de telle manière que le démarrage des oscillations soit franc dès qu'on applique la tension d'alimentation. Après quoi, on peut réunir la sortie au récepteur et l'entrée à une antenne. Aucun doute, on entendra quelque chose !

Il ne restera plus qu'à accorder CV_1 et CV_2 pour améliorer au maximum le signal et à repérer le point de réglage pour chaque bande pour passer de l'une à l'autre très rapidement. Attention toutefois à la réception du battement inférieur si CV_1 et CV_2 sont mal positionnés.

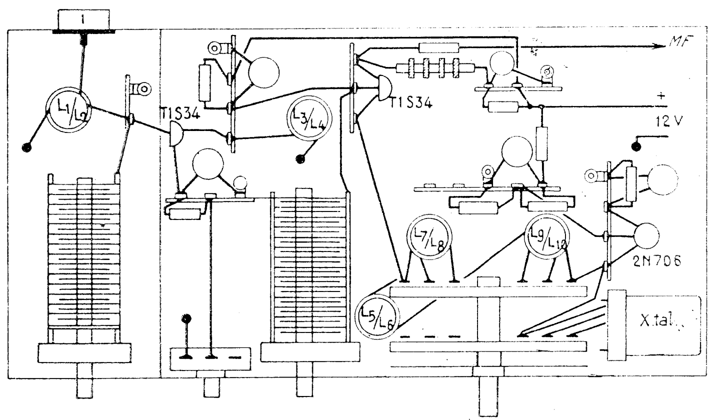


Fig. II-6

La disposition mécanique adoptée n'est pas exclusive. Elle nous a paru cependant la meilleure puisque permettant un montage concentré avec la possibilité de séparer efficacement les circuits HF. La figure II-6 en donne le détail.

La platine est constituée par une feuille de clad de 160 × 90 percée pour recevoir les mandrins sans que la disposition soit particulièrement critique. La cloison de l'étage HF ainsi qu'un petit panneau avant sont en laiton de 40 mm de large et repliés en bas à l'équerre pour fixation sur l'embase de clad. Les éléments ajustables (CV-potentiomètres-contacteurs) sont fixés sur le panneau avant. Les petits éléments (résistances, capacités, bobine d'arrêt), transistors, sont fixés sur des cosses-relais soudées sur le métal. Quant aux bobinages, ils sont maintenus en place par leur collerette. Les trois quartz sont enfichés dans trois supports miniatures vissés sur une équerre métallique.

Pour être complet disons que nous avons utilisé des CV de récupération, très courants (type miniature des surplus à lames argentées) dont la capacité doit être de 80 pF environ et que les bobinages sont ainsi dimensionnés (mandrins Lipa de 8 mm de diamètre à noyau magnétique). L_1 = L_3 = 3 spires jointives fil fin sous soie sur les derniers tours de L_2-L_4, côté masse.

L_2 = L_4 = 25 spires jointives, fil émaillé 3/10 mm.

L_5 = 20 spires jointives, fil émaillé 3/10 mm.

L_7 = 16 spires jointives, fil émaillé 3/10 mm.

L_9 = 11 spires jointives, fil émaillé 3/10 mm.

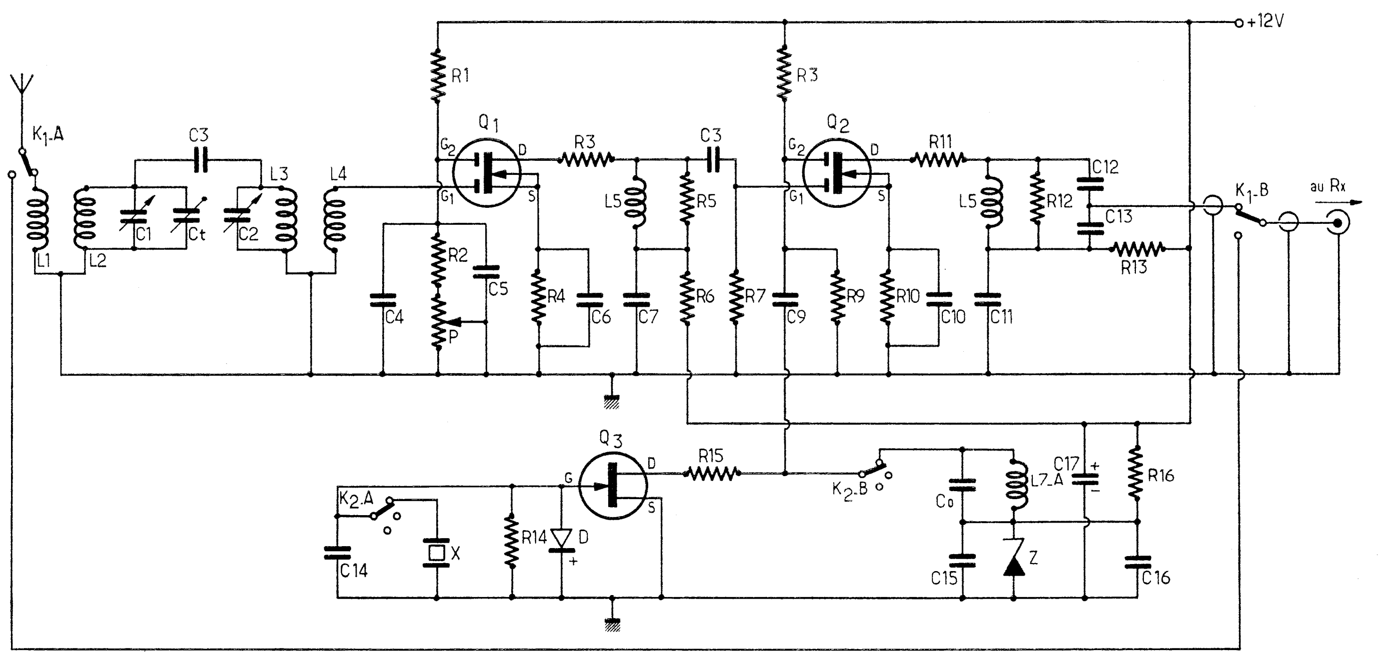
L_6 = L_8 = L_{10} = 1 spire à la base de L_5, L_7, L_9, fil fin sous soie. Bien entendu, on pourra adopter une valeur de MF différente en modifiant en conséquence la fréquence de l'oscillateur local.

CONVERTISSEUR 14-21-28 MHz A TRANSISTORS MOSFET A DOUBLE PORTE

De même que dans le montage précédent, le circuit comporte un étage amplificateur suivi d'un mélangeur dans lequel la tension d'oscillation locale est appliquée à la porte G_2. Les deux premiers étages sont équipés de transistors MOSFET à double porte RCA 40673, et l'oscillateur local d'un FET 2N5459. Pour des raisons de simplification, le commutateur K agit seulement sur la sélection des différents quartz pour les différentes bandes. Les circuits d'accord L_2/C_1 et L_3/C_2 sont à accord continu, les mêmes selfs étant utilisées pour les trois gammes. Il en résulte qu'à tension d'entrée égale la tension du signal est plus élevée sur la gamme des 10 m, où les capacités C_1/C_2 sont plus faibles, et plus basse dans la gamme des 20 mètres où les capacités sont de quatre à cinq fois plus élevées. Cependant le gain diminue avec l'élévation de la fréquence. Aussi, dans ses grandes lignes, le compromis est acceptable, même si l'impédance « vue » de la porte G_1 du transistor Q_1 varie beaucoup en passant d'une gamme à l'autre.

L'oscillateur de conversion Q_3 est, comme nous l'avons vu, contrôlé par cristal pour avoir le maximum de stabilité de fréquence. Les trois fréquences de conversion ont été choisies de manière à avoir le minimum d'images. En partant d'une valeur de moyenne fréquence comprise entre 3,5 et 4 MHz, nous avons choisi, pour 14 MHz, un cristal de 10,5 MHz ; ainsi les images sont au-dessous des 7 MHz, fréquence assez distante de celle d'accord des deux circuits résonnants d'entrée.

Quand on reçoit dans la bande des 21 MHz, la fréquence du cristal est à 24,5 MHz ; pour la bande 28 MHz, on utilise un cristal de 32,5 MHz. Le schéma électrique est représenté à la fig. II-7.



+12V
K1-A
C3
L1
L2
C1
Ct
C2
L3
L4
R1
Q1
G2
G1
D
S
R2
C5
C4
P
R3
R4
C6
L5
C7
R5
R6
R7
C9
Q2
R9
R10
C10
R11
C11
R12
C12
C13
R13
K1-B
au Rx
Q3
G
R15
K2-A
C14
X
R14
K2-B
Co
L7-A
C17
R16
C15
Z
C16

Fig. II-7

Réalisation : Le convertisseur est logé à l'intérieur d'un coffret d'aluminium de 180 × 90 × 50 ou dans un minibox de 205 × 105 × 62. La figure II-8 montre la disposition des différents composants.

A l'arrière on trouve les deux supports de fiches coaxiales pour l'arrivée d'antenne et la liaison au récepteur (Rx), la commande de l'ajustable C_1 et les bornes d'alimentation.

Sur la gauche, à proximité de la face frontale, le commutateur à deux voies et deux positions.

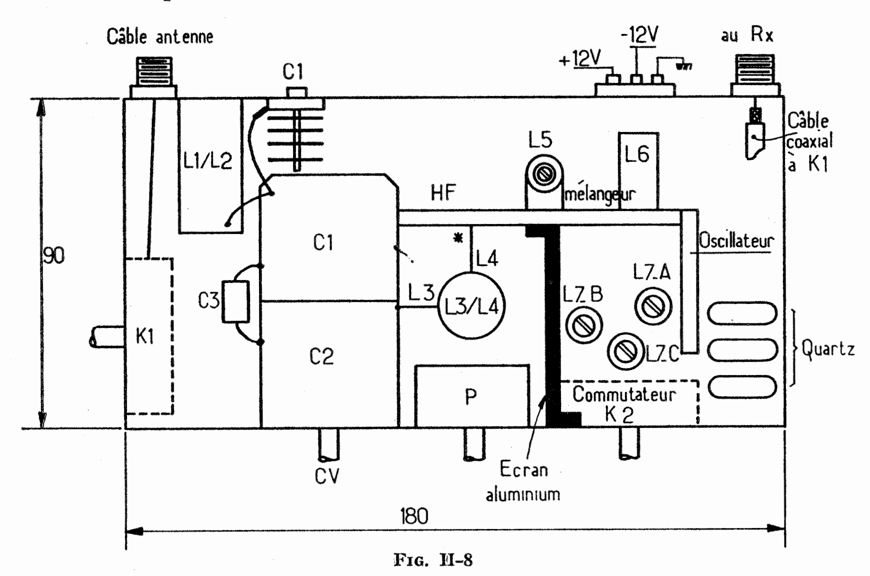


FIG. II-8

Sur la face avant, la commande démultipliée de C_1/C_2, le potentiomètre P de gain de l'étage HF, et immédiatement à droite de l'écran d'aluminimum, le commutateur à deux voies, trois positions (K_2) et les trois supports de quartz.

Sur le fond du coffret sont fixées les quatre bobines (L_3/L_4 et les trois L_7) ainsi que les modules prémontés des transistors. L_3/L_4 est disposée verticalement, au centre, à 15 mm derrière le potentiomètre P. A deux centimètres, à droite de la bobine, également verticalement, on fixe au moyen de petites équerres, la plaquette de vétronite supportant les étages HF et mélangeur. Perpendiculairement à cette dernière, nous avons une seconde plaquette sur laquelle est monté le transistor oscillateur.

Dans l'espace vide situé entre ces plaquettes et le commutateur K_2 sont fixées les trois bobines : $L_{7\,ABC}$; la distance entre L_{7-B} et l'écran d'aluminium doit être d'un centimètre environ.

Réalisation : Les transistors des étages HF et mélangeur et les composants qui leur sont associés sont montés sur une plaque de vétronite non cuivrée de 80 × 45 mm. La disposition des éléments est indiquée à la figure II-9 ; remarquons que ceux-ci sont vus par transparence et que sur la face inférieure, on ne devra trouver que le câblage.

Sur celle-ci, on applique une petite bande de cuivre, large d'un centimètre, qui constituera le retour de masse. La fixation s'effectue au moyen des quatre vis qui soutiennent respectivement les points de support et l'écran d'aluminium.

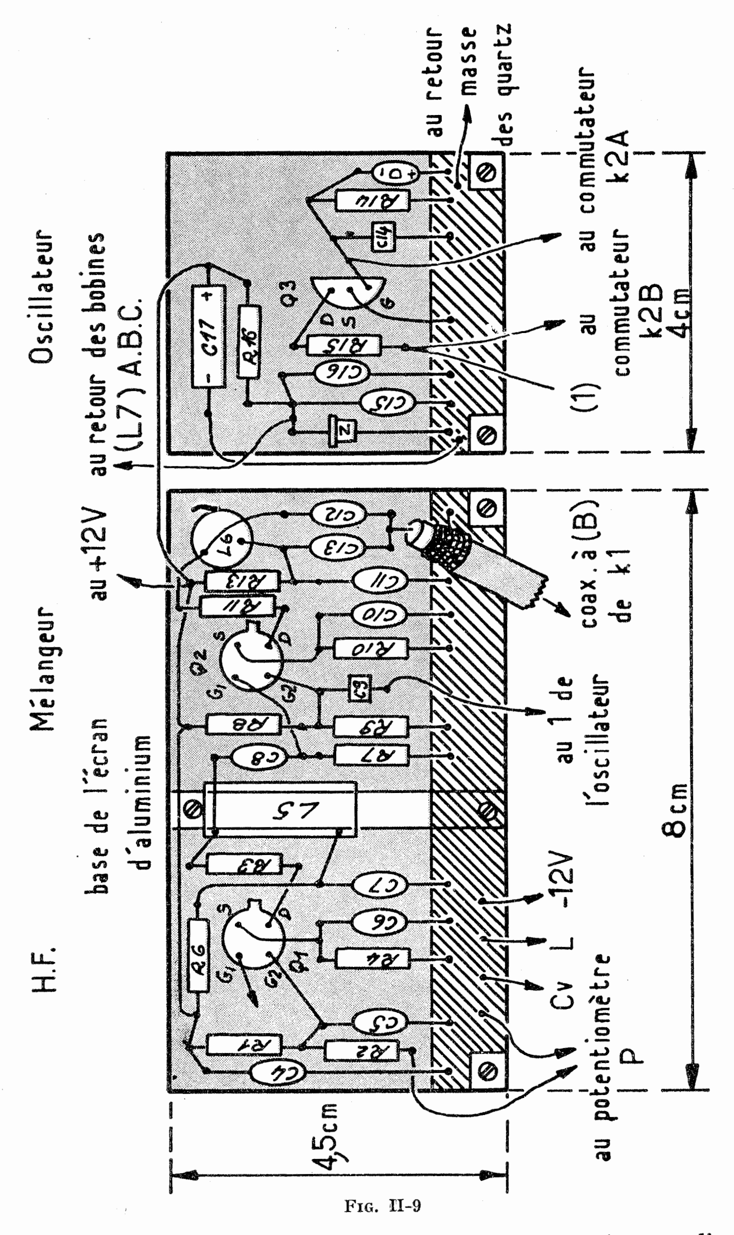


FIG. II-9

Derrière la base de l'écran, mais sur la face opposée, est disposée la bobine L_5, parallèlement à la plaque, mais à 4 mm de celle-ci. Toujours côté composant, perpendiculairement à L_5, on trouve L_6, fixée à l'angle.

Après avoir enfilé les composants, sur le côté opposé on exécute le câblage.

C_{12} et C_{13} constituent un diviseur capacitif pour adapter l'impédance de sortie du mélangeur à celle d'entrée du récepteur. La liaison avec le récepteur s'effectue avec un câble coaxial 75 Ω ; de même on utilisera une section de coax entre la prise de sortie et la sortie du diviseur capacitif.

La plaque de vétronite de l'oscillateur de 40 × 45 mm est reliée à la masse des autres étages.

D'après une réalisation de 14SN *CQ elettronica, n° 2,* 1972.

Valeurs des éléments de la figure II-7.

C_o : voir tableau des bobines.

C_t : condensateur ajustable à air.

$C_1 = C_2$ = condensateur variable double de 150 pF.

$C_3 = 3{,}3$ pF céramique (ou mica argenté) - C_4, C_5, C_6, C_7, C_{10}, C_{11}, C_{15} : 4,7 nF céramique à disque ou styroflex.

C_8, C_{16} : 1 nF (mica argenté), C_9 : 22 pF (m.a), C_{12} : 45 pF (m.a), C_{13} : 470 pF (m.a), C_{14} : 15 pF (m.a), C_{17} electrol 2 μF/15 V.

R_1 : 82 kΩ - R_2 : 10 kΩ - R_3, R_{11} : 10 Ω - R_4, R_6, R_{10} : 270 Ω - R_5, R_{13} : 1 kΩ.

R_7, R_8, R_{14} : 150 kΩ - R_9 : 39 kΩ - R_{12} : 10 kΩ - R_{15} : 22 Ω - R_{16} : 100 Ω.

Toutes les résistances de 0,5 W.

P : potentiomètre linéaire de 50 kΩ - Z : diode zener de 9,2 V - 1 W.

D : diode OA85 ou similaire.

X : quartz HC/6 U : 10,5 - 24,5 et 32,5 MHz.

K_1 : commutateur céramique 2 voies - 2 positions.

K_2 : commutateur céramique 2 voies - 3 positions.

Q_1 et Q_2 : Mosfet RCA 40673 - Q_3 : Ifet 2N5459.

Tableau des bobines.

L_1 : 2 spires, fil diamètre 1 mm, légèrement espacées.

L_2 : 8 spires, fil 1 mm, espacées de manière à occuper une longueur de 12 mm, sur support diamètre 16 mm à noyau.

L_3 : identique à L_2.

L_4 : 6 pires jointives, fil émaillé 0,5 mm.

L_5 : 20 spires jointives de fil émaillé 0,5 mm sur mandrin à noyau diamètre 8 mm.

L_6 : 50 spires jointives fil émaillé 0,2 mm support identique à L_5.

Remarque pour accéder au noyau, on percera dans le boîtier un trou de 5 mm.

Les trois bobines de l'oscillateur, marquées L_7, utilisent des supports à noyau diamètre 8 mm.

L_{7A} : fréquence du crisatl 10,5 MHz. Co mica argenté 39 pF inductance de la bobine 4,8 μH (20 spires jointives fil émaillé 0,3 mm).

L_{7B} : fréquence du cristal 24,5 MHz : Co mica argenté 15 pF inductance de la bobine 2 μH (10 spires jointives fil argenté 0,3 mm).

L_{7C} : fréquence du cristal 32,5 MHz : Co mica argenté 5 pF inductance de la bobine 1,5 μH (8 spires non jointives fil émaillé 0,5 mm longueur de l'enroulement 6 mm.

CONVERTISSEUR 14-21-28 MHz A TRANSISTORS FET 2 N 4224

*Un autre schéma nous est proposé à la figure II-*10.

Les deux commutateurs sont jumelés. Les quartz ont comme fréquence : 24,5, 17,5 et 10,5 MHz et les circuits L_3, L_4 et L_5 sont respectivement accordés sur les fréquences de ces quartz.

$L_1 = L_2 = 12$ spires non jointives fil 8/10, diamètre 19 mm, primaire 3 spires côté masse.

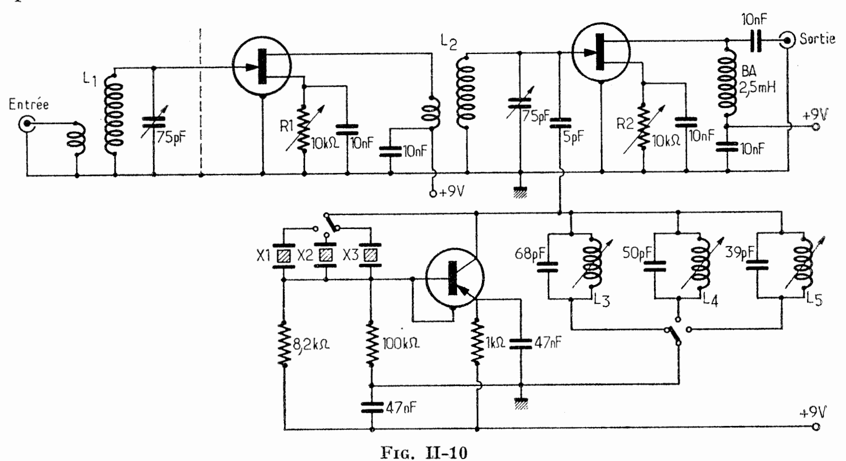


Fig. II-10

$L_3 = 35$ spires jointives fil 25/100 émaillé sur mandrin diamètre 6 mm à noyau magnétique.

$L_4 = 25$ spires jointives, comme ci-dessus.

$L_5 = 15$ spires jointives, comme ci-dessus.

Le quartz X_3, par battement infradyne, permettrait de recevoir la bande 7 MHz en accordant L_1 et L_2 sur cette fréquence.

On ne doit pas brancher l'alimentation avant que tous les transistors soient en place sur leurs socles. Au démarrage les deux potentiomètres R_1 et R_2 seront réglés à mi-course. Le transistor oscillateur quartz est un 2N1180.

Le récepteur est accordé sur 3,5 MHz.

CONVERTISSEUR 7 ET 14 MHz

Le convertisseur est destiné à précéder un récepteur BCL classique pour PO et GO à transistors. Le circuit est indiqué à la figure II-11.

Il comporte un mélangeur avec MPF 102 et un oscillateur avec 2N706A. En plus on adjoint un BFO avec 2N-706A si le récepteur n'en comporte pas; ce BFO ne sert que pour la réception graphie (MF 455 kHz).

Un seul bobinage d'entrée pour les deux bandes. L'interrupteur S_1 permet d'accorder le secondaire L_2 sur 80 m. L_1 aura 5 spires et $L_2 = 48$ spires en fil 6/10, diamètre 12 mm.

Sortie à 1 700 kHz, avec $L_3 = 60$ à 120 µH (38 spires sur mandrin Lipa ⌀ 10 mm, jointives) ajustable par noyau magnétique et L_4 comporte 5 spires.

La bobine collecteur de l'oscillateur L_5 permet l'accord entre 3,2 et 6,7 MHz. La valeur de L_5 est ajustable entre 3,5 et 8,5 µH (56 spires jointives

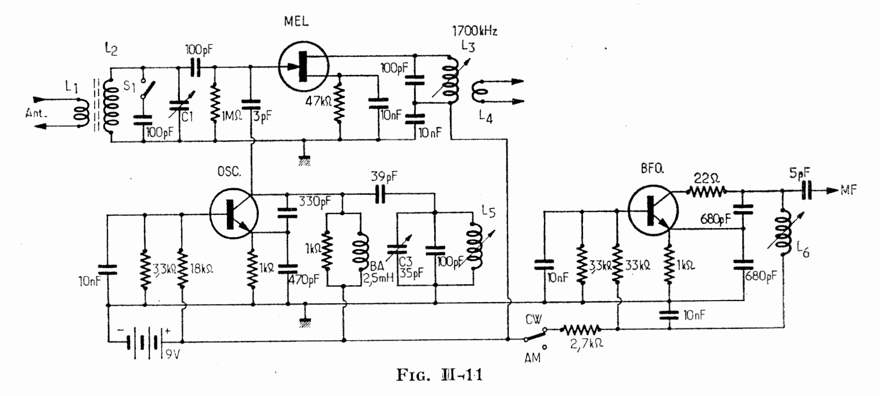


FIG. II-11

sur mandrin Lipa, ∅ 10 mm), par noyau. L'accord se fait par le condensateur C_3 de 35 pF.

La bobine L_6 du BFO est un enroulement prélevé sur un transformateur moyenne fréquence et ajustable par noyau (455 kHz). La sortie du BFO est reliée à la détectrice du récepteur BCL, le condensateur ajustable de liaison étant constitué par deux bouts de fil isolés torsadés.

TUNER (28-30 MHz) A TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP A DOUBLE PORTE

C'est une des dernières réalisations de F8CV dont on connaît depuis longtemps les montages et le sérieux des appareils proposés. Le circuit est représenté à la figure II-12.

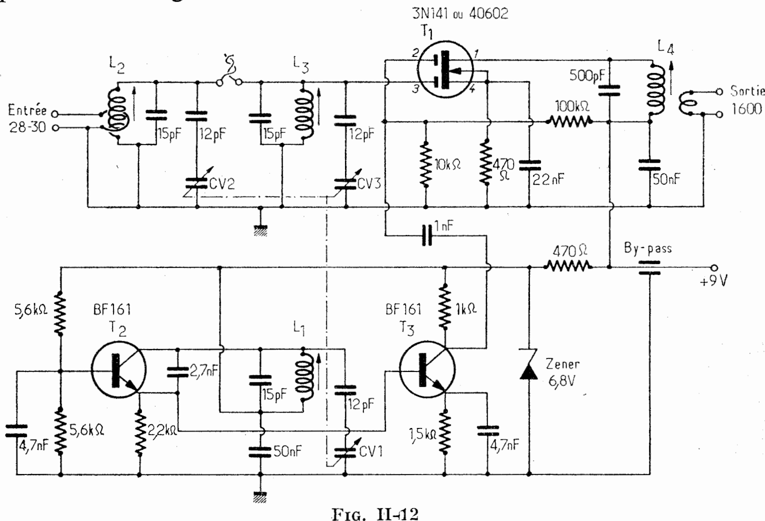


FIG. II-12

La simplicité et l'efficacité du montage proposé vaut qu'on s'y arrête. Le tout est logé dans un boîtier de tuner 2e chaîne dont on a conservé le CV (3 × 12 pF) et réalisé sur 4 petites plaquettes imprimées, comme le montre la figure II-13.

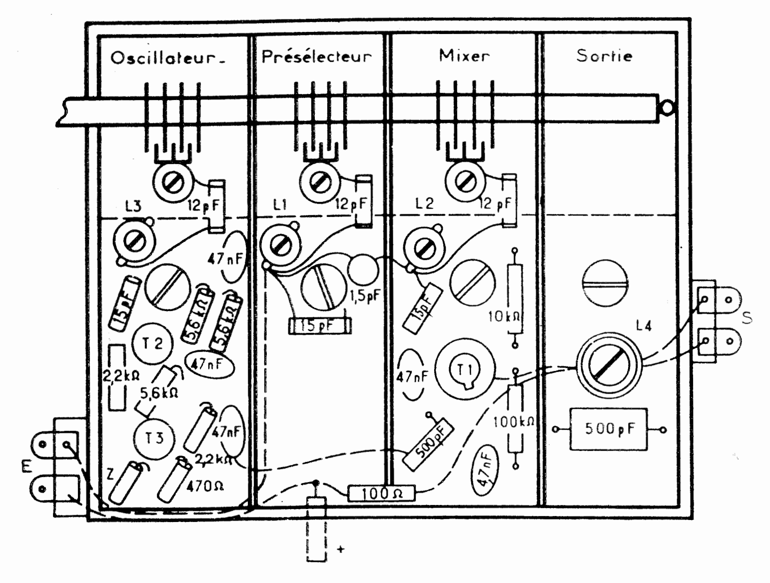


FIG. II-13

DISPOSITION DES ELEMENTS

Si le CV 3 x 12 pF comporte des trimmers, les ajustables 0-20 pF peuvent être remplacés par des « fixes » de 15 pF comme ci-dessus. Chaque étage est monté sur une petite plaquette isolante qui peut être, ou non, circuit imprimé.

Le schéma fait apparaître deux sections :

1° *Le mélangeur,* utilisant un seul transistor (3N141 ou 40602) dont une des portes reçoit d'un filtre de bande, le signal 28-30 MHz et dont l'autre se voit appliquer la tension d'oscillation locale. Le circuit de drain est accordé sur 1 600 kHz.

2° *L'oscillateur,* pour lequel des dispositions particulières en ce qui concerne la stabilité, ont été prises. En effet, outre la stabilisation à 6,8 V par une diode zener, on a prévu, entre l'oscillateur proprement dit et le mélangeur, un étage tampon, dont l'adjonction a permis de supprimer toute réaction inter-étages.

Au reste, le montage est simple et pourrait s'appliquer à maintes autres réalisations.

$L_1 = L_2 = L_3 =$ 16 spires, fil émaillé 3/10 mm, sur mandrin Lipa (Ø = 6 mm). Boucle d'entrée = 1 spire sur L_1, côté froid.

$L_4 =$ Circuit MF (1 600 kHz = 29 spires, fil divisé 15/0,05 ou fil 25/100 mm sur mandrin Lipa PFR 26. Boucle de sortie = 4 spires sur L_4.

La mise au point se limite au réglage des noyaux des 4 bobinages sur 28 MHz pour L_2-L_3, 28 MHz-1,6 MHz pour L_1, et 1,6 MHz pour L_4, le CV étant supposé presque complètement fermé.

CALCUL DES BOBINAGES

Sans prétendre à une absolue précision, la méthode simplifiée de calcul permettant de réaliser soi-même les bobines à spires jointives est très satisfaisante.

Un circuit oscillant comprend une bobine et un condensateur. La valeur de ces deux éléments détermine la fréquence de résonance du circuit. Cette fréquence de résonance est donnée par la formule de Thomson :

$$T = 2 \pi \sqrt{LC}$$

dans laquelle :

T est la période de l'oscillation, soit 1/F en secondes ;

C, la capacité du condensateur en farad ;

L, l'inductance de la bobine en henry.

Prenons un exemple d'application concret :

Soit à établir une bobine résonnant sur 20 MHz avec une capacité parallèle de 47 pF.

$$T = \frac{1}{20\,000\,000} = R\,.\,10^{-8}$$

$$C = 47^{e}.\,10^{-21}\ F$$

La formule de Thomson donne : $L = 1\ \mu H$.

A partir de cette valeur de la self inductance, nous allons trouver à quoi correspond matériellement la bobine nécessaire. Nous ferons alors appel à la formule de Nagaoka :

Nombre de tours :

$$N = \frac{L \times l \times 10^{9}}{4 \pi \times S \times \mu}$$

dans laquelle :

l = longueur de la bobine en cm ;

S = la section de la bobine en cm^2 ;

μ = la perméabilité magnétique du noyau, s'il y en a un.

Si ces deux derniers termes sont connus, la longueur ne peut pas être fixée arbitrairement car alors le nombre de tours de fil que l'on cherche à déterminer risquerait de ne pouvoir tenir dans l'espace fixé. Aussi, au lieu de prendre l comme seconde inconnue, nous nous limiterons à considérer une bobine à spires jointives pour laquelle on peut écrire que la longueur l est égale au produit du nombre de spires, N, par le diamètre « d » du fil (en cm).

Cette formule donne : N = 11,3 spires.

La bobine d'arrêt est beaucoup plus aisée à calculer. Il faut que cette self bloque le courant haute fréquence. La formule qui donne l'impédance d'une self est :

$$Z = L\omega$$

Z = impédance en ohm.

L = inductance de la self en henrys.

ω = pulsation ($\omega = 2\ \pi f$ avec f = fréquence).

En remplaçant L dans la formule, on obtient :

$$Z = \frac{8.\pi^2.S.\mu.N.f}{10^9.\varnothing}$$

D'où l'on tire le nombre de spires :

$$N = \frac{10^9\ \varnothing\ Z}{8.\pi^2.S.\mu.f}$$

Cette formule n'est valable que pour un enroulement à spires jointives, ce qui pratiquement est le plus commode à réaliser. Aussi nous n'établirons pas de formule pour des spires non jointives.



CHAPITRE III

EMETTEURS

Avant d'entrer dans le détail des projets et des réalisations pratiques, nous allons, aussi brièvement que possible, étudier les bases sur lesquelles reposent les émetteurs actuellement utilisés :

1° Production d'oscillations haute fréquence aussi stables et aussi pures que possible (pilotage) ;

2° Amplification et liaison interétages ;

3° Multiplication de fréquence ;

4° Modulation et manipulation.

Par définition, un auto-oscillateur est un émetteur à étage unique dont la fréquence dépend des caractéristiques de ses circuits. Pour qu'il soit utilisable, il doit, en outre, fournir une certaine énergie.

A l'époque héroïque de l'émission d'amateur, l'auto-oscillateur était roi et nous ne le citerons ici que pour mémoire. Les règlements actuels en ont proscrit l'usage, car son principal défaut était un manque de stabilité en fréquence, dû à des causes multiples (variations inévitables des tensions d'alimentation, variations dans les constantes des circuits oscillants et des lampes sous l'effet de la température, etc.).

Pour que le signal émis soit lisible, il faut le moduler (téléphonie) ou le découper (télégraphie), et les variations de tension et de régime continuelles se traduisaient par un manque de syntonie et de stabilité tels que les récepteurs modernes (superhétérodynes), à bande passante relativement étroite, ne pourraient plus recevoir de tels signaux.

Il n'en reste pas moins que c'est sur l'oscillation à haute fréquence (HF) qu'est basé le principe de la production des signaux.

Si l'auto-oscillateur a été mis au ban en tant qu'émetteur, il est toujours à l'honneur en tant que générateur d'oscillations HF. Sa stabilité, si précaire comme émetteur, peut être excellente si l'on évite les variations de tension et une dissipation importante dans l'oscillateur. On obtiendra ce résultat en ne demandant à l'étage oscillateur qu'une faible quantité d'énergie ; de ce fait, il sera nécessaire de ne lui appliquer qu'une puissance réduite. Rien ne s'opposera à ce qu'on demande à un ou plusieurs étages, mis à la suite, de fournir la puissance.

OSCILLATEURS VFO.

Les lettres V.F.O. sont les initiales de « Variable frequency oscillator » ; en français : « oscillateur à fréquence variable ». Le V.F.O. est destiné à piloter un émetteur ; ses qualités de stabilité sont telles qu'il peut remplacer un cristal, avec, en plus, l'avantage de pouvoir faire varier la fréquence d'un bout à l'autre de la bande utilisée. Pour cela, un certain nombre de précautions sont indispensables :

1° Utilisation de plusieurs transistors (deux au moins) à liaison apériodique, ces transistors étant utilisés très loin de leur puissance maximum, afin de ne pas perturber le ou les circuits oscillants et faire varier la fréquence.

2° L'alimentation doit être stabilisée par les moyens habituels : diodes zener.

3° Le circuit oscillant doit avoir un rapport L/C très faible et une bobine indéformable.

Dans la réalisation, éviter une trop grande proximité entre les organes qui chauffent et le circuit oscillant L_1-C_1-CV_1.

Veiller à obtenir une rigidité mécanique impeccable du montage et du câblage ; en particulier, CV_1 ne doit avoir aucun jeu. Les bobinages seront réalisés sur des mandrins filetés, pour bien maintenir le fil.

VFO à transistors NPN.

L'oscillateur est un Clapp, bien connu, dans lequel la bobine comporte en parallèle une capacité formée par la résultante de **C_3 et C_4 en série** avec un groupe de capacités de différentes formes et valeurs C_1 - C_2 - C_{aj} et C_{var}, qui sont réunies en parallèle à la base du bobinage. La compensation de température est obtenue par l'emploi d'un condensateur à coefficient négatif et la stabilité en tension par une diode zener BZY63. C_{aj} permet de caler la bande sur la fréquence la plus basse. C_{var} étant complètement fermé (fig. III-1a).

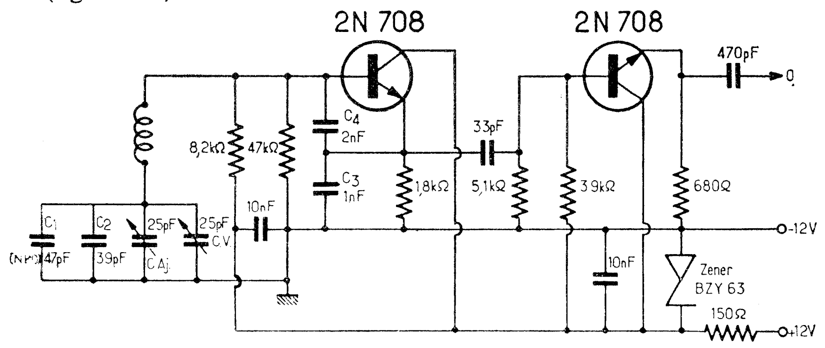


Fig. III-1 a

Les transistors utilisés sont des 2N708. Le degré de réaction est convenablement dosé par le rapport C_3-C_4 et, l'oscillateur étant monté en collecteur commun, la tension HF produite est prélevée sur l'émetteur par une capacité réduite (33 pF) afin de minimiser la charge et d'améliorer la stabilité. Le second étage est absolument apériodique et la sortie s'effectue en basse impédance par le montage en émettodyne. La tension HF disponible est de 0,2 V.

Pour la bande 5-5,5 MHz, spécialement utilisée dans les émetteurs BLU, L comporte 25 spires jointives de fil émaillé, de 25/100 mm sur mandrin à noyau magnétique de 6 mm de diamètre.

Ce même VFO, avec une bobine identique, peut couvrir toutes les bandes adoptées communément pour les VFO et en particulier :

5 à 6 MHz, en augmentant la valeur de C_{var}.

6 à 6,1 MHz (pour la bande 144-146 MHz) en diminuant C_2 - C_{aj} - C_{var} et en chargeant l'émetteur du deuxième étage par un circuit accordé sur

12 MHz. Et avec des valeurs un peu plus élevées de L et C, la bande 3,5 MHz. Une très heureuse disposition consiste à emprisonner l'ensemble, une fois réglé entre deux blocs de polystyrène expansé qui assureront la stabilité mécanique et thermique ; seul, C_{var}, solidaire d'une système démultiplicateur étant monté à l'écart.

Ce VFO, comme nombre de circuits à transistors, a été étudié pour les besoins d'amateurs. Le circuit imprimé (échelle 1/1) fait l'objet de la figure III-1b.

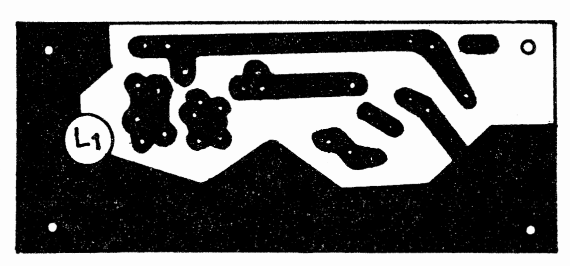


FIG. III-1 b

VFO Franklin à transistors.

Cet oscillateur fonctionne dans un circuit Franklin ; il est équipé de trois transistors, les deux premiers utilisés pour la production des oscillations et le troisième servant d'étage séparateur.
Cette disposition assure un très haut degré de stabilité.

Le circuit.

La self L_1 est couplée à travers le condensateur C_3 au premier transistor BFY39. Un second transistor BFY39 produit une inversion de phase à travers C_6. Le signal haute fréquence est envoyé sur l'étage séparateur, également équipé d'un BFY39 à travers le condensateur C_8.

Le condensateur C_9 a pour fonction de découpler le signal haute fréquence de l'émetteur de ce transistor. La tension haute fréquence s'élève à environ 1-1,5 V efficace. La self L_1 est réalisée en enroulant sur un mandrin Lipa de 8 mm de diamètre 25 spires de fil de cuivre émaillé de 0,5 mm sur une longueur de 25 mm.

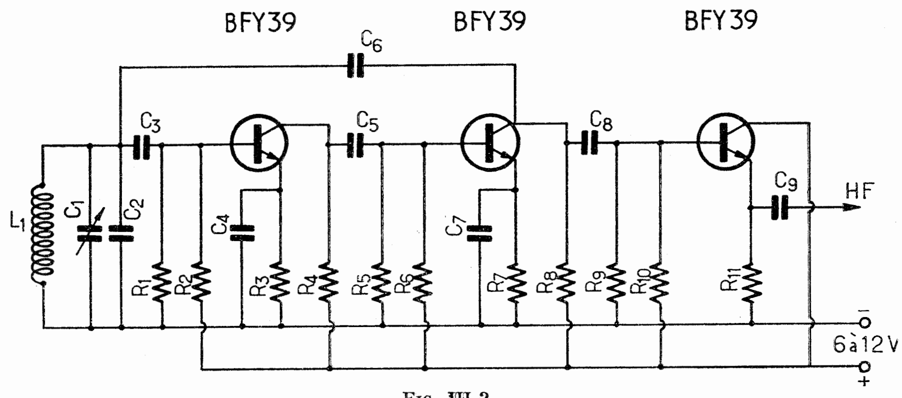


FIG. III-2

Les spires de cette bobine doivent être fixées avec une colle VHF.

Dans le cas où le VFO devrait être incorporé dans un appareil à lampes, on conseille de blinder ou d'isoler thermiquement avec une épaisseur de styropor ou de matériau identique. Avec l'alimentation stabilisée en courant, la stabilité de fréquence est supérieure à 100 Hz pour une période

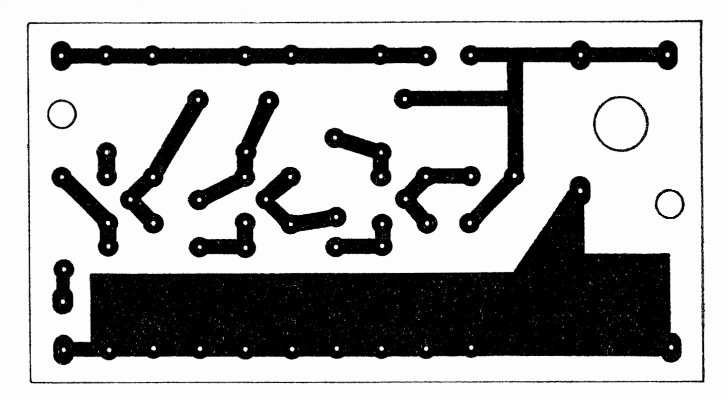


FIG. III-3

de 30 minutes. Les données relatives à la bobine sont valables pour un oscillateur à la fréquence de 5 à 5,5 MHz. Naturellement le circuit peut être réalisé pour toutes les fréquences comprises entre 3 et 30 MHz en modifiant la self et sans que des modifications doivent être apportées au circuit.

Le circuit électrique est représenté à la figure III-2 tandis que les figures III-3 et III-4 représentent le circuit imprimé et la disposition des éléments.

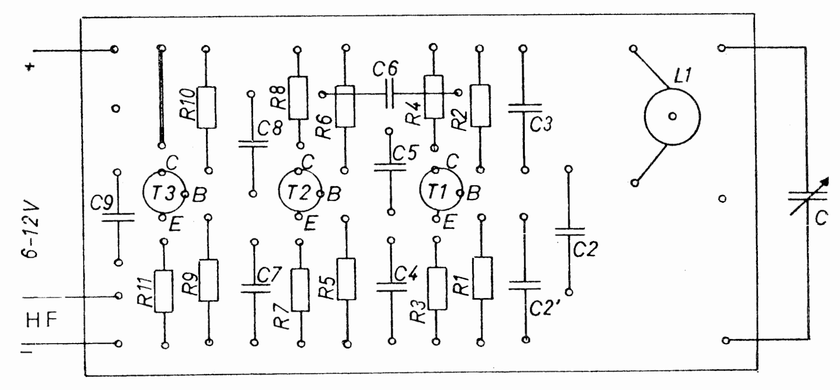


FIG. III-4

VFO à transistors (figure III-5).

L'oscillateur part d'une fréquence très basse (1,75 MHz)) pour une fréquence de sortie double. Un premier essai sur 3,5 MHz, à l'entrée comme à la sortie, nous a donné des résultats à peu près identiques mais avec des accrochages intempestifs dont on n'a pas exactement localisé la cause, ni trouvé un autre remède que celui qui consiste à... doubler la fréquence

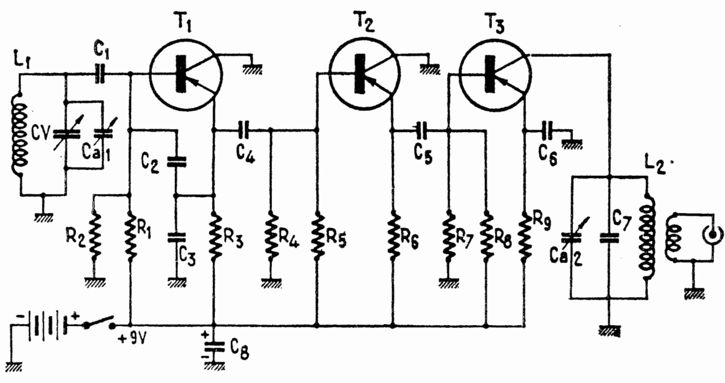


FIG. III-5

dans l'étage de sortie. Donc, sur une platine métallique, épaisse et rigide — aluminium par exemple — on disposera les 3 transistors en ligne, la bobine L_1, près du premier transistor et sur le dessus, la bobine L_2 près du dernier et sous le châssis. Le câblage sera réalisé sur un morceau de bande de cosses relais ou sur une plaquette imprimée, afin que les composants soient fixés rigidement.

Aucune précaution spéciale n'est à observer. Les transistors sont soudés par leur fils aux cosses relais ou à la platine imprimée. On notera que la liaison T_1-T_2 puis T_2-T_3 se fait entre émetteur et base et que la sortie est effectuée dans le collecteur de T_3. C'est la réalisation de L_1 et L_2 qui demandera le plus de temps et de soin. L_1 est un bobinage à spires jointives en fil émaillé, qu'il serait inutile de choisir trop gros, car la bobine serait trop encombrante mais qu'il ne faut pas prendre trop fin car le travail doit être fait à fil fermement tendu, d'où risque de casse (20/100 mm est une bonne valeur moyenne).

Une fois le bobinage réalisé, on le colle avec une légère couche de vernis pour le fixer. Plusieurs couches, appliquées ultérieurement, viendront terminer le travail lorsque la mise au point aura été faite et que L_1 - CV C_{a1} - C_1 auront été ajustés de manière à balayer la bande de 1 750 à 1790 kHz pour une exploration à peu près complète de CV.

Pour L_2, dont la stabilité n'intervient pas, il suffit d'un bobinage à spires jointives sans plus, et immobilisé par une légère couche de vernis. Le secondaire est bobiné sur le primaire, côté masse, en fil émaillé, de même diamètre et se termine à son extrémité chaude sur une fiche coaxiale qui recevra le câble de liaison allant à l'exciteur.

La mise au point consiste à vérifier le câblage et l'oscillation, à en amener la fréquence sur 1,75 MHz et à tâtonner quelque peu les valeurs de L_1 (noyau) CV - C_{a1} et C_1 pour que la plage de fréquences de départ couvre 35 à 40 kHz maximum pour une rotation complète de CV. Ensuite, soit en contrôlant l'harmonique 2 sur un récepteur réglé dans la bande 80 mètres, soit au moyen d'un voltmètre à lampes, ajuster L_2 - C_{a2} pour le maximum de sortie HF (environ 1,5 V) sur une fréquence de l'ordre de 3 540 kHz.

Le VFO est considéré comme réglé et il n'y aura plus à y revenir. On pourra en vérifier la magnifique stabilité en faisant battre sa fréquence de sortie ou un de ses harmoniques, soit avec un oscillateur à quartz, soit avec une émission de fréquence réputée stable comme WWV.

Valeur des éléments.

R_1 : 3,3 kΩ ; R_2 : 4,7 kΩ ; R_3 : 2,2 kΩ ; R_4 : 4,7 kΩ ; R_5 : 3,3 kΩ ; R_6 : 2,2 kΩ ; R_7 : 12 kΩ ; R_8 : 1,2 kΩ ; R_9 : 220 Ω.

C_1 : 100 pF ; C_2 : 3 000 pF ; C_3 : 1 000 pF ; C_4 : 100 pF ; C_5 : 470 pF ; C_6 : 10 000 pF ; C_7 : 68 pF ; C_8 : 100 µF 12 V ; CV : v. texte ; C_{a1} : 2/25 pF Transco - modèle professionnel ; C_{a2} : 3/30 pF Transco.

L_1 : Accord sur 1,75 MHz : 100 spires jointives, fil émaillé 25/100 mm. Mandrin Métox 14 mm.

L_2 : Accord sur 3,5 MHz : une quarantaine de spires jointives, même fil, mandrin Lipa 8 mm. Sortie sur enroulement secondaire 8 spires, même fil, sur le primaire côté masse.

T_1 : T_2 : T_3 : AF115 ou AF121.

VFO à quatre transistors (Fig. III-6).

Il comporte 4 transistors : 2N384 en oscillateur sur 3,5 MHz, AF115, AF125, 2N370 en amplificateurs alimentés provisoirement par pile 9 V en attendant le branchement sur le 12 V avec une diode zener. On a utilisé les transistors disponibles mais il est préférable d'en utiliser 4 identiques.

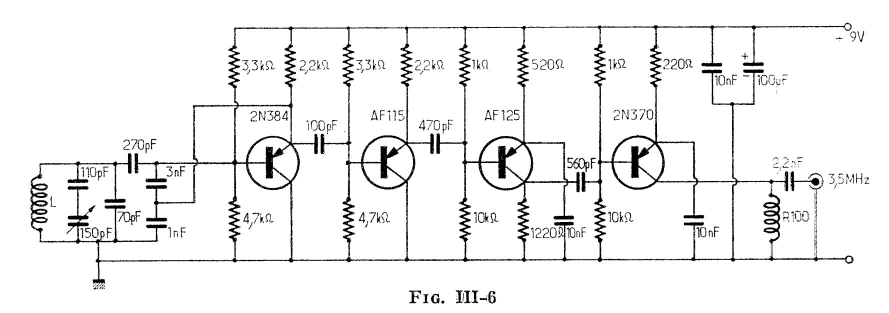


Fig. III-6

Ce VFO est très stable. Il est monté dans un coffret très rigide de 90 mm sur 80 mm pour la face avant, profondeur 150 mm. La tension HF de sortie est de 5 V sur une résistance de 3,5 kΩ.

L = 27 spires, diam. 21 mm, longueur 43 mm ;

Fil nu, diam. 6/10, pas de 1 mm ;

Tous les condensateurs de l'oscillateur sont au mica.

UN PILOTE ULTRA-STABLE : LE VFO FRANKLIN

Bien que cet ouvrage ait opté pour les techniques modernes, nous y trouverons encore quelques montages à lampes dont les tenants sont encore nombreux. Témoin celui-ci qui donne les meilleurs résultats lorsqu'il est correctement réalisé.

Dans tout VFO, l'âme du montage est l'oscillateur dont le choix et la réalisation sont gages de stabilité. Nous avons choisi un circuit bien connu et pourtant peu utilisé : l'oscillateur Franklin. Il est constitué comme le montre la figure III-7 par deux triodes à forte pente, séparées (6C4) ou réunies dans la même ampoule (12AT7, 12AU7, etc.). Si on en détache le circuit oscillant LC, c'est un multivibrateur. Réuni à celui-ci, il se synchronise automatiquement sur la fréquence de LC avec cette remarque particulière que le circuit oscillant se trouve en parallèle sur l'ensemble des

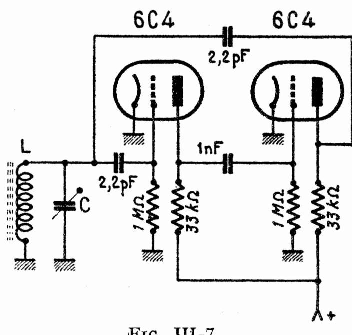


Fig. III-7

deux diodes en cascade au lieu d'être en série, comme dans le clapp, en particulier. Par ailleurs, le couplage des tubes au circuit oscillant est effectué par des capacités de très faibles valeurs, ce qui, sous l'angle de la stabilité, est encore un facteur favorable. La tension de sortie étant extrêmement faible, il faut faire suivre l'oscillateur d'un étage amplificateur ce qui nous amène au schéma complet du VFO de la figure III-8. Le tube utilisé est un 6B7 ou 6BK7, le meilleur des doubles triodes dans cette fonction.

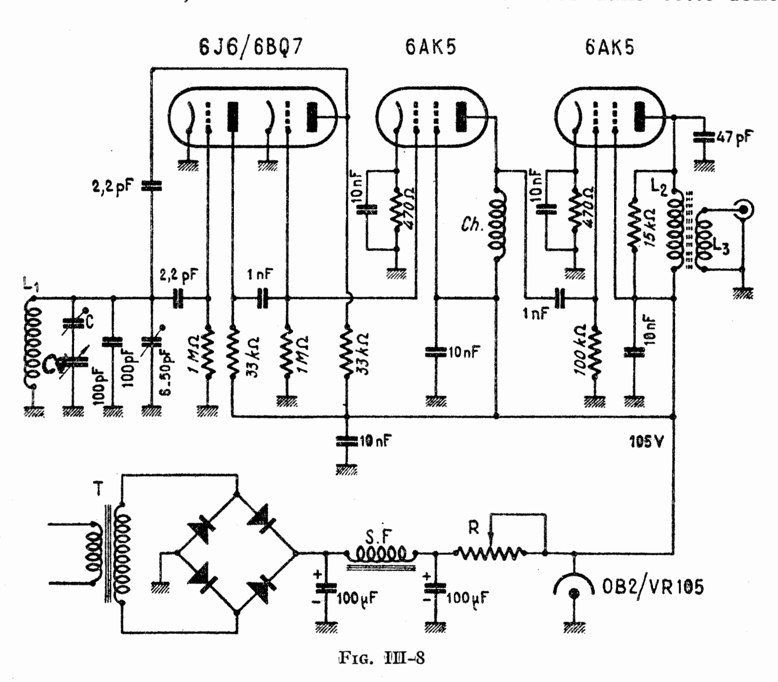


Fig. III-8

On a utilisé sans différence notable le 6J6, double triode à cathode commune, série miniature. Le circuit oscillant est constitué par une bobine L_1 de 36 spires jointives de fil émaillé de 5/10 de mm sur un mandrin Lipa de 10 mm de diamètre, associée à un trimmer de 6/60 pF, portant en parallèle un condensateur au mica de 100 pF. Le condensateur variable en série

avec un trimmer C sert à étaler la bande. Ce VFO étant destiné, dans notre cas personnel, à piloter un émetteur VHF, le circuit de l'oscillateur résonne sur 4 MHz et couvre de 4 000 à 4 060 kHz. Plus l'étalement désiré sera grand, plus la valeur de C sera faible. Inversement, si on veut couvrir une large portion de bande, il faudra donner à C une grande valeur, voire le remplacer par une liaison directe du condensateur variable au sommet de la bobine L_1. Dans notre cas personnel, c'est un ajustable cloche 3-30 pF, type professionnel et le condensateur variable (surplus) provient, ainsi que sa commande de démultiplication qui est d'une rigidité mécanique sans pareille, d'un émetteur Command-Set non identifié (vraisemblablement BC457).

La liaison à l'étage d'amplification en classe A qui fait suite est directe, de grille à grille. Le tube utilisé est un 6AK5 dont la pente élevée assure une grande amplification. Cet étage comporte une charge apériodique, *ch*, du type R100 et constitue en même temps un isolement parfait entre l'oscillateur et le circuit d'utilisation. L'étage de sortie est un doubleur de fréquence qui couvre de 8 000 à 8 120 kHz. Il est également équipé d'une 6AK5 dont le fonctionnement en doubleur est exemplaire.

La charge d'anode est accordée sur 8 MHz, par noyau plongeur et le circuit est amorti pour en aplatir la courbe de résonance par une résistance parallèle (15 kΩ).

La suppression de l'amortissement conduit évidemment, à une tension de sortie plus élevée mais à une bande passante plus étroite nécessitant une retouche du noyau de L_2 aux extrémités de la bande à couvrir.

L_3 est bobinée sur et à la base de L_2 et constitue l'enroulement de sortie à basse impédance qui autorise l'utilisation d'un câble coaxial de longueur quelconque allant vers l'émetteur.

L_2 est bobinée sur un mandrin Lipa de 8 mm à noyau magnétique et constituée par 21 spires de fil émaillé de 3/10 de millimètre, jointives.

L_3 est constituée par trois spires du même fil, bobiné sur L_2, côté froid, après interposition sur L_2 d'une couche de papier adhésif (Scotch) ou imprégnation d'araldite.

Dans le cas où ce VFO devrait piloter un émetteur SSB par les moyens hétérodynes habituels, la fréquence d'utilisation se situerait entre 5 et 6 MHz et il faudrait faire :

$L_1 = 60$ tours, même mandrin, même fil.

$L_2 = 28$ tours.

$L_3 = 4$ tours.

Mise au point.

La mise au point est simple : il faut d'abord prérégler le circuit L_1 en agissant sur le trimmer de manière que la bobine résonne sur une fréquence moitié moindre que la fréquence d'utilisation (4 MHz). Le circuit étant très faiblement amorti par la lampe d'entrée, la mesure au grid-dip est extrêmement nette. Après cette première approche, il faut mettre sous tension et écouter l'oscillateur sur un récepteur de trafic. En jouant sur le trimmer, le condensateur série C et, éventuellement, le noyau magnétique de L_1, si on en a mis un, on calera le début de bande et on déterminera l'étalement.

Notons, en passant, que les condensateurs de couplage à la lampe oscillatrice doivent être de faible valeur (2,2 pF). Si la valeur en est trop élevée, l'oscillateur continue à fonctionner mais il se produit une relaxation à fréquence élevée mais audible qui module l'émission cathodique et se traduit par un souffle plus ou moins violent. La valeur proposée nous a semblé la meilleure après essai.

Le signal produit est pur et libre de toute oscillation de part et d'autre, ce qui est essentiel. La stabilité est remarquable et si l'on constate un glissement de quelque 300 cycles pendant la première minute de fonctionnement, la fréquence reste ensuite rigoureusement fixe. On peut le considérer comme le meilleur montage qu'un amateur puisse réaliser à peu de frais sans matériel spécial. Naturellement, la bobine L_2 est accordée au centre de la bande à couvrir. La tension HF disponible aux bornes de L_3 est un peu inférieure à 8 V, ce qui permet d'attaquer n'importe quel étage multiplicateur.

LES EXCITERS

Le but des exciters est de multiplier la fréquence du pilote et d'obtenir une puissance suffisante pour exciter le dernier étage PA. Ils constituent à eux seuls une station d'émission de puissance modeste. Nous étudierons plusieurs réalisations d'exciters dans la description des émetteurs qui suivent.

AMPLIFICATION HAUTE FREQUENCE

Le but de l'amplification HF est d'amener la puissance utilisable à une valeur voulue. Un ou plusieurs étages haute fréquence peuvent être montés en cascade. On a recours ici aux transistors pour les faibles puissances, mais souvent aux lampes car on exige de ces étages des puissances de plusieurs centaines de watts. Ils peuvent être équipés de pentodes, de tétrodes ou de triodes, avec, pour ces dernières, la nécessité de compenser la capacité grille-plaque par un moyen fort simple, que nous étudierons plus loin (neutrodynage).

Il faut noter que chaque étage amplificateur demande une certaine énergie à l'étage que le précède : c'est l'*excitation*. Sa valeur varie avec le tube utilisé ; il suffit de se reporter aux caractéristiques fournies par le constructeur. Notons, toutefois, que les triodes demandent une excitation de grille importante, alors que les tétrodes et pentodes sont faciles à attaquer et se contentent d'une excitation minime. Pour le bon rendement d'un amplificateur, la première condition est de lui appliquer une excitation grille correcte. On peut utiliser, comme dans l'amplification basse fréquence, les montages push-pull et parallèle pour augmenter la puissance d'un étage, sans augmenter la tension plaque. Si les montages push-pull sont recommandables, en raison de leur symétrie, les étages à deux tubes en parallèle sont à déconseiller, car les capacités parasites ne se trouvent plus en opposition et s'additionnent. C'est la raison pour laquelle cette disposition ne « descend » pas, ou descend avec un mauvais rendement aux longueurs d'onde basses.

Couplages inter-étages.

Comment transporter l'énergie recueillie dans le circuit plaque d'un étage au circuit grille de l'étage suivant ?

Deux moyens sont à notre disposition :

1° Couplage par capacité, très voisin de celui qui est utilisé en basse fréquence (fig. III-9).

2° Couplage par ligne à basse impédance (fils torsadés ou parallèles) (fig. III-10)

Le premier moyen a le mérite de la simplicité. Il n'est praticable qu'à des fréquences basses, disons jusqu'à 15 MHz, et il importe que les deux étages à coupler soient très rapprochés. Le condensateur C de liaison est isolé à au moins trois fois la tension plaque utilisée. Variable, il permet

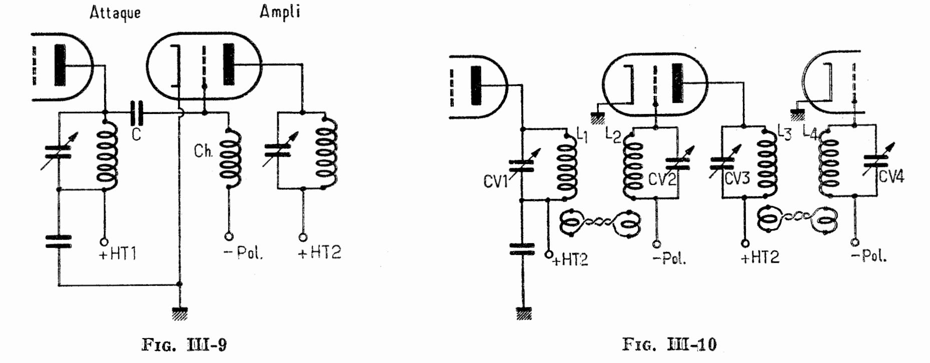


Fig. III-9

Fig. III-10

de doser, dans une certaine mesure, l'énergie appliquée à la grille, encore qu'il soit sensible à l'approche de la main et qu'il perturbe les réglages.

Le couplage par ligne est beaucoup plus docile. Il permet, sans pertes appréciables, un transfert d'énergie commode sur des distances assez longues. La ligne elle-même est constituée par du fil isolé et se termine par un nombre variable (généralement 1 à 4) de spires de couplage. Le fil torsadé peut être remplacé par une ligne à fils parallèles (12/10 à quelques millimètres l'un de l'autre). C'est sans doute la solution la meilleure. Dans l'un ou l'autre cas, les spires de couplage sont toujours à l'opposé de la plaque ou de la grille.

Polarisation des étages amplificateurs.

Les étages amplificateurs travaillent généralement en classe C, c'est-à-dire avec une polarisation égale au moins au *double de la tension « cut-off »*. (On appelle tension de cut-off la tension négative de grille qui annule le courant plaque dans les conditions de fonctionnement.) Augmenter la tension négative de grille permet un rendement accru, à condition, toutefois, que l'excitation soit toujours à sa valeur optimum. Le rendement d'un étage amplicateur HF fonctionnant dans ces conditions, est de l'ordre de 70 à 75 %.

La polarisation d'un amplificateur HF peut être obtenue de deux façons :

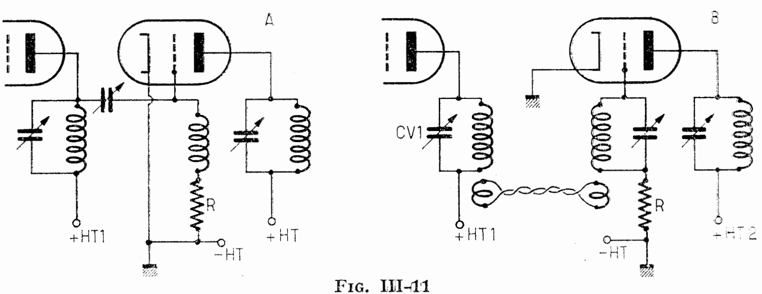


Fig. III-11

1° En insérant dans le retour de grille une résistance R de valeur telle que le courant grille crée, à ses bornes, une chute de tension égale à la valeur requise. (Polarisation automatique, fig. III-11.) Cette solution a le mérite de la simplicité, mais ne peut s'appliquer, à notre avis, qu'à des petits étages.

2° En appliquant une tension négative de valeur normale, fournie par un redresseur séparé (polarisation fixe) (fig. III-9 et 10). La grille est réunie au point de tension 0 du redresseur, le + est réuni à la masse générale.

A noter qu'un même redresseur peut servir à la polarisation de plusieurs étages amplificateurs. Si l'on prend la précaution de le faire débiter sur une résistance bobinée à colliers mobiles, on a le moyen d'ajuster toutes les polarisations désirées (voir chapitre alimentations).

Neutrodynage.

Un tube triode dont les circuits grille et plaque sont accordés sur la même fréquence, auto-oscille à coup sûr dès que l'excitation grille lui est appliquée, en raison du couplage interne grille-plaque. Il faut, naturellement, éviter ce phénomène, qui se manifeste même avec certaines tétrodes et pentodes. L'étude du neutrodynage sera exposée avec les réalisations pratiques qui suivent. Qu'on ne s'en fasse pas un épouvantail ! Bien conduite, cette opération demande à peine quelques minutes.

Mesures sur un émetteur.

En dehors de la mesure des tensions d'alimentation, qui peut se faire avec un bon voltmètre (minimum 10 kΩ par volt), il est indispensable qu'à tout moment, l'opérateur puisse contrôler ce qui se passe dans les circuits grille et plaque de l'émetteur qu'il règle ou qu'il utilise. Une émission de qualité demande un contrôle permanent. C'est pourquoi il est recommandé d'insérer, dans chaque circuit grille ou plaque, un milliampèremètre de sensibilité adaptée au courant qui y circule.

Multiplication de fréquence.

Lorsqu'un étage oscillateur quelconque est réglé pour une fréquence donnée F dépendant soit des caractéristiques du circuit oscillant (ECO), soit des dimensions d'un quartz (cristal), il fournit non seulement une oscillation stable sur sa fréquence propre, mais également sur les fréquences multiples (paires et impaires) : 2 F, 3 F, 4 F, etc. A mesure que les harmoniques s'éloignent de la fondamentale, ils deviennent de plus en plus faibles mais les harmoniques 2 F, 3 F (et même 4 F) sont parfaitement utilisables. C'est ainsi que, nous l'avons dit, un pilote ECO accordé sur 80 m donne une sortie de 40 m ; cela implique que l'étage suivant, attaqué sur 40 m, peut sortir soit sur 40 m, soit sur 20 m, soit sur 13,33 m, soit sur 10 m, suivant qu'il fonctionne en amplificateur simple, doubleur, tripleur ou quadrupleur.

Cette disposition est particulièrement intéressante pour faire fonctionner un émetteur sur plusieurs bandes, en partant d'un pilotage unique. Il faut noter qu'une triode fonctionnant en multiplicatrice de fréquence n'a pas besoin de neutrodynage, puisque ses circuits d'entrée et de sortie sont accordés sur deux fréquences différentes. Pour qu'un tel étage fonctionne avec un rendement intéressant, il lui faut une excitation grille copieuse et une polarisation plus élevée qu'en amplificatrice. Le rendement d'un étage doubleur varie, suivant les tubes, entre 40 et 60 %.

Note. — Le choix des harmoniques peut conduire à des erreurs, si l'on utilise un superhétérodyne pour se contrôler. Seul, l'emploi d'un ondemètre à absorption permet un bon réglage à coup sûr.

Etages amplificateurs (PA).

Le dernier étage d'un émetteur, celui qui transmet la puissance à l'antenne, est l'amplificateur final, appelé plus communément PA (Power Amplifier. Il peut être équipé d'une seule lampe ou de deux en push-pull, ce

qui constitue une disposition très recommandable. Ce peut être une triode, une tétrode, ou une pentode. Tout dépend de ce dont on dispose pour les étages d'attaque. La triode a, toutefois, l'avantage de la simplicité et du rendement le plus élevé. Mais avec cette dernière, il est nécessaire de neutrodyner. Nous allons examiner ci-dessous quelques réalisations d'étages PA équipés de lampes les plus courantes.

Etage final avec triode de puissance (fig. III-12).

Nous prendrons dans notre exemple un étage équipé d'une T40. Reportons nous aux caractéristiques. La T40 est prévue pour fonctionner jusqu'à 60 MHz en régime normal. La dissipation plaque est de 40 W. Son filament est alimenté sous 7,5 V - 2,5 A ; voilà qui est utile pour établir le transfo de chauffage. La tension plaque maximum peut être portée à 1 500 V pour une consommation de 150 mA. La polarisation de grille est de — 140 V et le courant grille de 28 mA, ce qui implique une puissance HF, tirée de l'étage précédent, de 9 W.

Valeurs des éléments de la figure III-12.

$C_1 = C_2 =$ 2 000 pF mica ; $C_3 =$ 5 000 pF mica ; $C_4 =$ 0,01 μF mica ; $CV_1 = CV_2 =$ 150 pF ; $C_n =$ condensateur de neutrodynage.

$R_1 = R_2 =$ 100 Ω - 0,5 W — Sensibilités des milliampèremètres M_1 et M_2 : 40 et 200 mA.

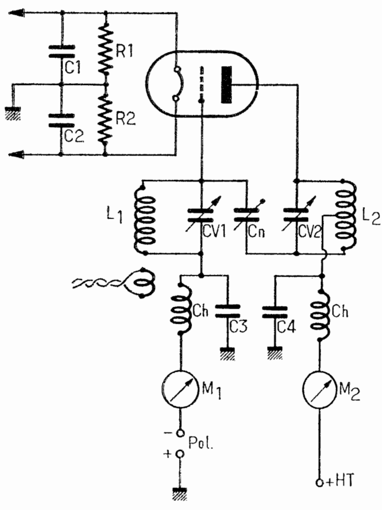


Fig. III-12

Etage final avec deux lampes.

On peut concevoir différentes façons d'utiliser deux lampes sur un même étage :

1° Les deux lampes sont connectées en parallèle. Tous les éléments correspondants sont réunis (fig. III-13).

La puissance nécessaire à leur excitation, la dissipation, la puissance de sortie sont approximativement le double de leurs valeurs pour une seule lampe. Notons qu'un étage parallèle peut doubler la fréquence, mais que les capacités internes se trouvant multipliées par deux, les valeurs des

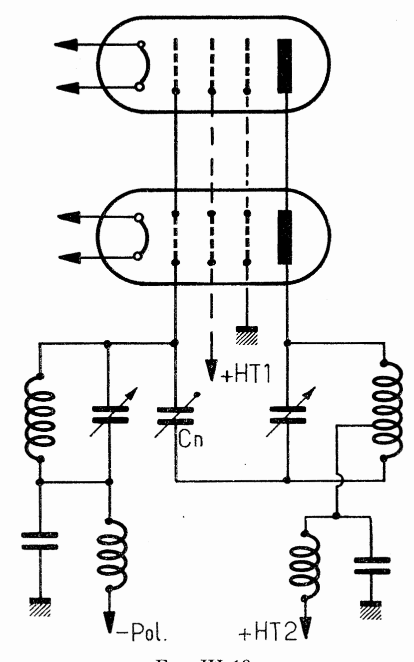


FIG. III-13

capacités parasites peuvent devenir prohibitives pour certains tubes et empêcher un fonctionnement sur les fréquences élevées (au-dessus de 10 MHz.

2° Les deux lampes sont en push-pull (fig. III-14). Mêmes caractéristiques que le montage en parallèle quant à la dissipation, l'excitation, la puissance de sortie, mais parfaitement symétrique par rapport à la masse. Un push-pull, de ce fait, ne peut doubler, mais est très vivement recommandable.

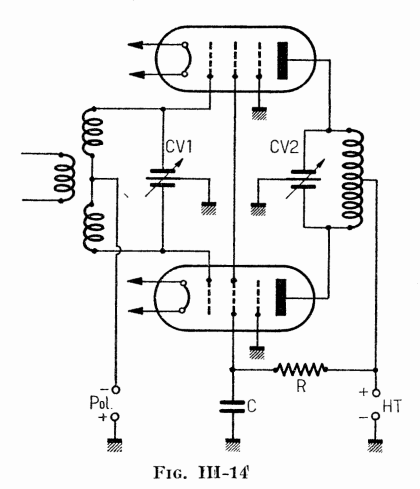


FIG. III-14

3° Les deux lampes sont en push-push (fig. III-15). Les grilles sont en opposition (comme dans un push-pull) et les plaques en parallèle. Cette disposition permet uniquement le fonctionnement en doubleur de fréquence, et ce avec un rendement élevé. L'excitation a la même valeur que pour deux tubes push-pull, soit le double de celle qui est nécessaire pour un étage à lampe unique.

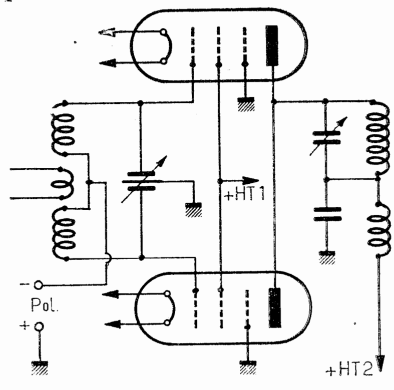


FIG. III-15

Etage final comportant deux 807 en push-pull (fig. III-16).

La 807 est également très intéressante en étage final, et un push-pull délivre une puissance importante. Le schéma d'utilisation est très voisin du précédent, mais quelques tensions sont à ajouter. Deux 807 demandent entre 7 et 8 mA de courant grille, ce qui correspond à une puissance HF, tirée de l'étage précédent, de 5 W, au maximum. Une 6L6 ou une 807 très

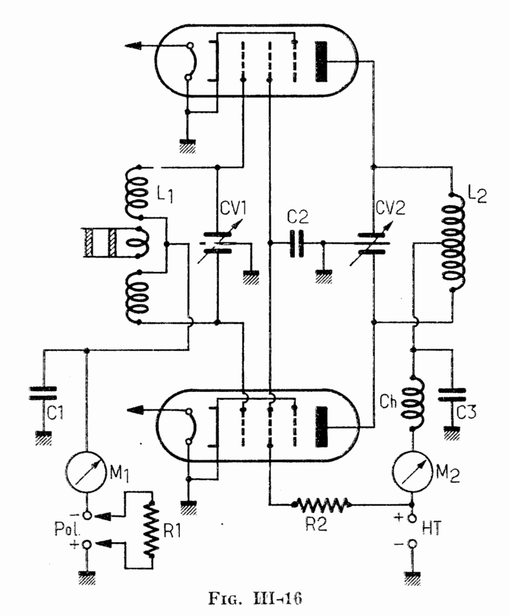


FIG. III-16

peu poussée, ou une 6V6 avec quelque 350 V plaque et 200 V écran, donnent une excitation HF très suffisante, même sur 10 m.

L'étage pilote est une 6V6 en ECO ou cristal, ou même une petite lampe HF de réception. Ainsi, avec trois étages (pilote, driver, PA push-pull) équipés de lampes faciles à trouver et d'un prix accessible, on peut réaliser un ensemble de puissance confortable, fonctionnant sur 10, 15, 20, 40 et 80 m.

Le circuit grille comporte une self L_1, bobinée sur un mandrin côtelé. Elle est scindée en deux parties strictement égales (nombre de tours et espacement entre spires) ; chaque moitié est séparée de l'autre par un centimètre au maximum. Dans cet intervalle sont bobinées les deux spires de couplage. CV_1 peut être un condensateur double (type réception) ou un condensateur à une seule cage. Dans ce dernier cas, le rotor est isolé de la masse, et comme l'axe est à un certain potentiel HF, l'effet de main est assez prononcé. Le retour de grille se fait au point milieu exact de la self, et un milliampèremètre permet de lire le courant grille. On peut adopter la polarisation automatique en insérant une résistance (R_1) de 25 000 Ω. Pour notre part, nous préférons la polarisation fixe par redresseur séparé (— 50 V environ), facile à obtenir avec un vieux transformateur de tension plaque. Dans les deux cas, les cathodes sont à la masse. La tension d'écran est obtenue à partir de la tension plaque par résistance chutrice (R_2) découplée par C_2.

La self plaque L_2, associée à CV_2, doit être naturellement soignée, rigide et parfaitement supportée par des colonnettes. L'arrivée HF se fait exactement au milieu de la self, à travers ch. M_2 permet de contrôler d'une façon permanente la valeur du courant plaque. L'accord et les réglages ne diffèrent pas de ceux d'un étage à lampe unique.

Valeurs des éléments de la figure III-16.

$CV_1 = CV_2 =$ 2 fois 90 pF ; $C_1 =$ 2 000 pF mica ; $C_2 =$ 0,01 µF ; $C_3 =$ 2 000 pF mica.

$R_1 =$ 25 kΩ - 2 W ; $R_2 =$ 15 à 25 kΩ - 10 W (à ajuster suivant la tension écran).

Ch = Bobine d'arrêt « National » R 100. — $M_1 =$ milliampèremètre gradué de 0 à 250 mA.

LES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE A TRANSISTORS

Il est désormais possible de « tirer » de transistors appropriés, de fabrication courante, donc d'un bon marché abordable, des puissances très respectables, soit une dizaine de watts en VHF et trente ou quarante watts jusqu'à 30 MHz. L'établissement d'un projet d'étage de puissance à transistor, spécialement modulé en amplitude, est quelque peu différent de celui d'un étage à lampe, mais ne présente pas plus de difficulté. Cette étude ne portera toutefois pas sur les amplificateurs linéaires en classe A, mais se limitera aux étages fonctionnant en classe B « zéro bias », car ils sont les plus simples, les plus économiques et présentent le gain en puissance le plus élevé. Il conviendra tout d'abord de distinguer deux cas selon que l'étage est destiné au fonctionnement en télégraphie (ou en modulation de fréquence) ou doit être modulé en amplitude. On se fixe alors la puissance à obtenir sur la porteuse ou en crête de modulation.

En VHF, jusqu'à un ou deux watts, aucun problème d'approvisionnement et de prix de revient. Au-dessus, le prix des transistors de puissance est tout de même à prendre en considération. Quel transistor choisir ? On se reportera aux feuilles de caractéristiques fournies par les constructeurs pour retenir les spécimens qui sont susceptibles de fournir la puissance désirée sur la fréquence de travail choisie. La fréquence de cou-

pure devra être au moins deux fois la fréquence de travail. Si plusieurs spécimens répondent à ces conditions, on retiendra celui qui présente le gain en courant (h*fe*) le plus élevé.

Etage de puissance CW-FM.

V_{cc} est déterminé à partir des formules :

$$V_{cc} \leqslant \frac{BV_{CES}}{2} \text{ ou } \frac{V_{CEO\ max}}{2}$$

dans lesquelles BV_{CES} est la tension de claquage émetteur-collecteur et C_{CEO} la tension maximum émetteur-collecteur. V_{CC} est donc inférieur ou au plus égal à la moitié, puisque la tension instantanée du collecteur peut atteindre en pointe deux fois la valeur de la tension d'alimentation.

La charge optimum est alors :

$$Z_C = \frac{V^2_{CC}}{2P}$$

dans laquelle P est la puissance disponible escomptée.

Il reste à adapter convenablement la charge de sortie Z_C à la charge d'utilisation Z_L. Si le terme C_0 (capacitance de sortie) peut être négligé aux fréquences basses, jusqu'à 20 MHz par exemple, on doit en tenir compte en VHF. Les figures III-17, III-18, III-19 représentent des circuits d'adaptation

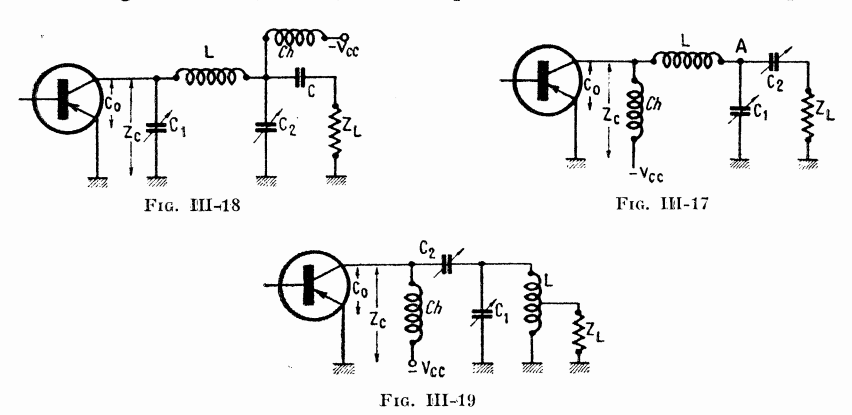


FIG. III-18

FIG. III-17

FIG. III-19

Z_L - Z_C appelés respectivement cellule en pi, en T et circuit à accord parallèle. Le circuit en pi (fig. III-17) est spécialement recommandé lorsque C_0 est très faible ou négligeable par rapport à C_1. Il est particulièrement intéressant lorsqu'il convient d'éliminer des fréquences subharmoniques. Les deux autres systèmes sont plus particulièrement indiqués en VHF, car l'influence de C_0 est mineure. Ils conviennent particulièrement à l'adaptation d'une ligne coaxiale.

Etage de puissance modulé en amplitude.

Dans ce cas, il faut tenir compte du fait qu'en régime modulé la tension instantanée de collecteur atteint, pour une modulation à 100 %, quatre fois la valeur de la tension d'alimentation V_{cc}. En conséquence :

$$V_{CC} \leqslant \frac{BV_{CES}}{4} \text{ ou } \frac{V_{CEO}}{4}$$

La charge optimum du collecteur est :

$$Z_C = \frac{3\,V^2_{CC}}{4\,P}$$

dans laquelle P est le quart de la puissance HF maximum, développée en pointe de modulation à 100 %. Le couplage à la charge d'utilisation appelle les mêmes remarques que précédemment.

Nous allons reprendre l'un après l'autre les circuits énumérés ci-dessus.

Les équations relatives au calcul de la réactance des éléments qui le composent sont les suivantes :

$$1/\ X_{C1} = \frac{Z_c}{Q_L}\left(1 + \sqrt{\frac{Z_L}{Z_c}}\right)$$

dans laquelle Z_L est l'impédance de la charge d'utilisation (charge fictive ou antenne), Z_C est l'impédance optimum de sortie de l'étage, Q_L le coefficient de surtension du circuit (en pratique compris entre 5 et 12). La capacitance de C_1 peut être déduite de l'abaque « Réactance Chart » du Handbook de l'ARRL (chapitre 2), de même que l'inductance de L et la réactance de C_2.

2/ $X_L = \simeq X_{C1}$

3/ $X_{C2} = X_{C1}\sqrt{Z_L/Z_c}$

Le circuit en T est représenté par la figure III-18. L'impédance au point A est supérieure à 1 000 Ω et ramenée ensuite à la valeur de la charge Z_L au moyen de C_2. Les équations relatives au calcul de la réactance des éléments qui le composent sont :

1/ $Z_A = Z_c\,(Q^2_L + 1)$ impédance au point A). Comme précédemment, Z_c est l'impédance de charge optimum du collecteur et Q_L le coefficient de surtension du circuit (en pratique compris entre 5 et 20).

On a : 2/ $X_1 = \frac{Z_A}{Q_L}$

3/ $Q_2 = \frac{\sqrt{Z_A}}{Z_c}$

4/ $X_2 = \frac{Z_A}{Q_2}$

5/ $X_L = Q_2 \,.\, Z_c$

6/ $X_{C2} = \frac{Z_L}{Q_L}$

7/ $X_{CL} = \frac{X_1 \,.\, X_2}{X_1 + X_2}$

Les valeurs de L, C_1 et C_2 peuvent être calculées à partir de l'abaque précité. Le circuit à accord parallèle de la figure III-19 est constitué par un circuit oscillant L-C_1, à prise intermédiaire, couplé au collecteur par une capacité ajustable, C_2. L'impédance Z_c est transformée en charge de valeur élevée que nous appellerons Z'_L. En pratique la prise intermédiaire est faite au tiers ou au quart à partir du point froid de L. En conséquence :

$$Z'_L = 16\ Z_L \text{ ou } 9\ Z_L$$

Dans la pratique on effectue la prise au quart au-dessus de 100 MHz et au tiers, en-dessous.

Comme dit plus haut on peut déduire d'abaques la valeur des composants dont les réactances sont :

$$X_{C1} = \frac{Z'_L}{Q_L}$$

(avec Q_L compris entre 5 et 15) $X_L = X_{C1}$

$$X_{C2} = Z_C \sqrt{\frac{Z'_L}{Z_c}} - 1.$$

Ce qui a été dit s'applique non seulement à la charge par une antenne, mais au couplage interétage, comme par exemple (fig. III-20) à la liaison entre un étage driver et l'étage final. En se reportant aux normes d'utilisation du fabricant, on déduira la puissance nécessaire à l'attaque du PA ; la puissance à fournir par le driver tiendra compte des pertes et sera, par

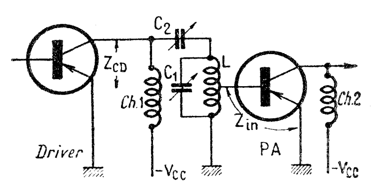


FIG. III-20

conséquent, supérieure à la valeur juste suffisante. On calculera également pour une bonne adaptation, l'impédance d'entrée Z_{in} du transistor final ainsi que la résistance de charge optima du driver Z_{CD}. Nous utiliserons par exemple le montage de la figure III-20, qui découle de celui de la figure III-19. Nous trouverons comme précédemment :

$$R'_L = 9 \text{ ou } 16\ Z_{in}$$

dans laquelle Z_{in} est la résistance de base (R_{bb} ou h_{ie}) du transistor final

$$X_{C1} = \frac{Z'_L}{Q_L}$$

(Q_L comprise entre 5 et 15)

$$X_L = X_{C1}$$

$$X_{C2} = Z_{CD} \left(\sqrt{\frac{Z_L}{Z_{CD}}}\right) - 1.$$

Si nous adoptons le mode de liaison de la figure III-21, nous retrouvons :

$$Z'_L = 16\ Z_{CD} \text{ ou } 9\ Z_{CD}$$

avec toujours $Z_{CD} = \frac{V^2_{cc}}{2P}$ puisque l'étage n'est pas modulé.

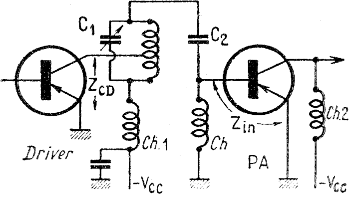


FIG. III-21

$$X_{C1} = \frac{Z'_L}{Q_L} \quad (Q_L = 5 \text{ à } 15)$$

$$X_L = X_{C1}$$

$$X_{C2} = Z_{in} \left(\sqrt{\frac{Z'_L}{Z_{in}}} \right) - 1.$$

Etage final push-pull ou parallèle.

Dans le but d'augmenter la puissance disponible, on peut envisager de monter soit en push-pull, soit en parallèle, deux transistors de puissance.

La figure III-22 reproduit un montage parallèle, qui ressemble de près à un étage à transistor unique. Les deux bases et les deux collecteurs sont respectivement réunis, cependant que dans le retour des émetteurs vers

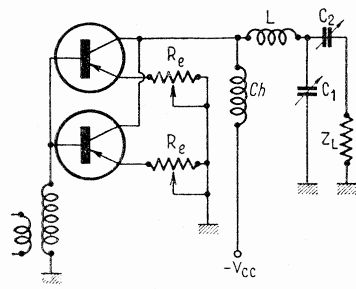


FIG. III-22

la masse on a inséré deux résistances ajustables de 20 Ω maxima (R_e) dans le but d'équilibrer le courant de chaque transistor. La valeur adoptée influe naturellement sur la puissance de sortie. Du fait que les capacité de sortie se trouvent doublées, il est préférable d'utiliser les circuits des figures 18 et 19.

La puissance fournie par chaque transistor est un peu supérieure à $\frac{P}{2}$

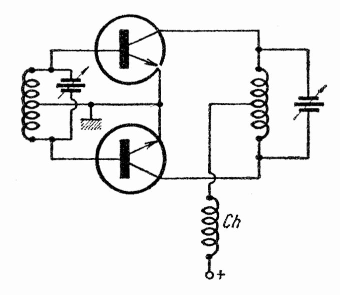


FIG. III-23

ce qui permet de dire que le montage de deux transistors est d'un intérêt assez mince. Il en est de même pour le montage push-pull de la figure III-23, c'est pourquoi, hormis les applications en basse fréquence, on n'emploie généralement que des étages à transistor unique.

Amplificateur en classe C.

Pour régler un transistor en classe C, il convient, comme dans un tube, d'en augmenter la polarisation, ce qui peut être obtenu, en insérant une résistance dans le retour de l'émetteur ou de la base, ce qui exige une

puissance d'excitation plus importante, mais se traduit par un meilleur rendement. La valeur de la résistance à prévoir est une question pratique. Le courant de base étant beaucoup moins élevé que le courant d'émetteur, la résistance de base sera de quelques centaines d'ohms et celle de l'émetteur de quelques ohms ou dizaines d'ohms (figure III-24 et III-25).

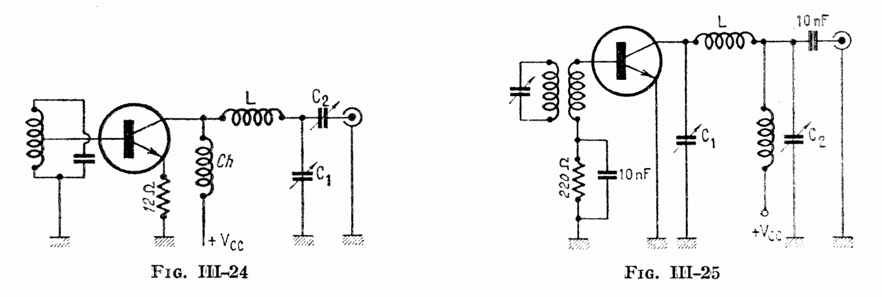


Fig. III-24 Fig. III-25

Les étages multiplicateurs sont une autre application du transistor réglé en classe C, dès lors que le circuit de sortie est accordé sur une fréquence double ou triple de celle du circuit d'entrée. En raison du taux élevé d'harmoniques qu'on trouve dans le circuit de sortie, il est vivement déconseillé d'utiliser un étage multiplicateur de fréquence comme étage final. Comme avec un tube, le rendement d'un étage devient de plus en plus faible à mesure que la multiplication augmente, ce qui limite pratiquement l'opération aux tripleurs. Pour multiplier la fréquence par quatre, il est beaucoup plus économique de prévoir deux doubleurs successifs.

EMETTEUR CLASSIQUE DECAMETRIQUE POUR LE « MOBILE »

Bien qu'il soit entièrement équipé de lampes, cet appareil conçu par Mics-Radio, est un classique ayant fait ses preuves et montré ses qualités de stabilité dans une grande variété de véhicules. La réalisation de ce montage peut être effectuée par tout OM. et c'est la raison pour laquelle nous le décrivons ici.

Le schéma synoptique de l'émetteur est indiqué par la figure III-26.

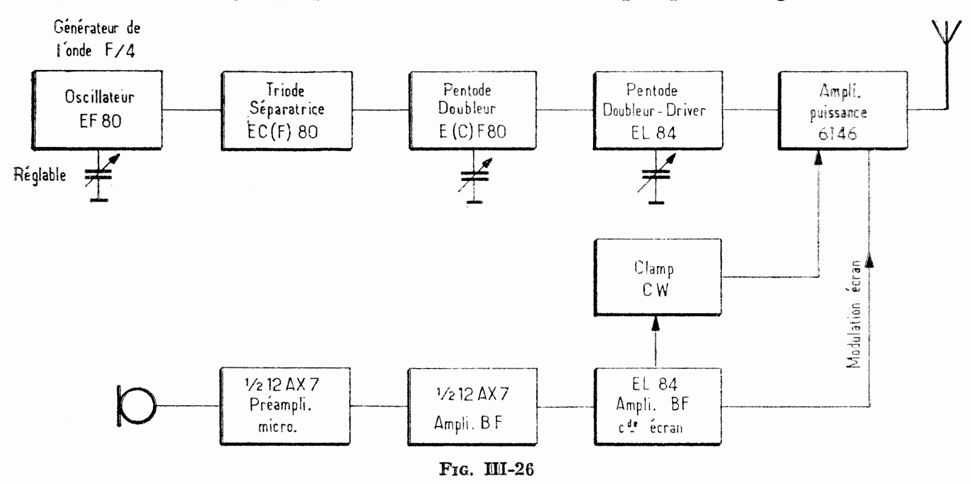


Fig. III-26

En pointillé, le montage ajouté pour 2 x 6146

Relier	
12 V	6 V
8-4	1-2
	4-5
	7-8

NOTE : Lors de l'utilisation de 2 x 6146, la EL 84 passe du groupe 1 au groupe 2. Les filaments des 2 x 6146 sont au groupe 1

Fig. III-27

L'émetteur est monté sur un châssis en tôle bichromatée (mais une tôle d'aluminium convient très bien), comportant tous les éléments : VFO, doubleurs, PA et modulateur, à l'exception cependant, de l'alimentation. Ses dimensions sont réduites : 315 mm de large, 250 mm de profondeur et 150 mm de hauteur. Bien sûr, il est possible de serrer encore plus *le* câblage, mais tel quel, celui-ci est très aéré et permet l'accès à tous les composants.

La partie VFO comprend quatre étages : un étage Clapp, un séparateur et deux doubleurs. Elle constitue en fait le cœur de l'émetteur.

Ce VFO comporte trois circuits oscillants : 1,75 MHz pour la gamme 3,5 ; 3,5 MHz pour les gammes 7, 14 et 21 ; 7 MHz pour la gamme 28.

Le VFO est équipé d'une oscillatrice EF80, d'une triode séparatrice/Pentode doubleuse ECF80 et d'une pentode doubleuse driver EL84.

L'étage exciter travaille en doubleur et son circuit est accordé par un condensateur variable deux cages (Téléfunken 2 × 14). L'accord de l'oscillateur (VFO) est obtenu par un condensateur variable deux cages : 280 + 120 pF ; la première section pour la gamme 3,5 et la seconde pour les autres gammes : 7, 14, 21 et 28.

Pour un accord parfait, il est naturellement indispensable de « jouer » des deux condensateurs variables.

En position télégraphie, la lampe EL84 est connectée en clamp afin d'assurer la protection du tube final (ou des deux) en l'absence d'excitation.

Un appareil de mesure à deux échelles donne la valeur du courant grille et du courant plaque du PA.

Cet étage PA est constitué d'une ou de 2 × 6146 (QQE05/40) dont le circuit plaque est monté en Pi. A noter que la bobine PA (fig. III-28) est faite sur un mandrin stéatite haute fréquence qui assure un excellent isolement.

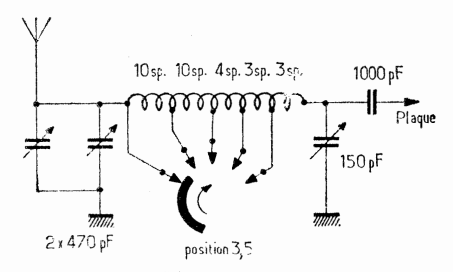


Fig. III-28

Les bobines sont d'ailleurs commutées en commande unique par le même contacteur que le VFO. La 6146 (ou les deux) est modulée par l'écran par le système à porteuse variable. Le modulateur est à deux étages : 12AX7 préamplificateur micro et ampli BF et EL84 en série avec l'écran 6146. La courbe de réponse de l'ampli modulateur a été très étudiée pour donner une haute qualité de la parole. C'est un système très économique car la puissance maximum n'est atteinte qu'en modulation. Il est de plus très efficace.

Il y a une possibilité pour le branchement d'un modulateur complémentaire, plaque et écran, extérieur.

Les cinq bandes décamétriques : 3, 5, 7, 14, 21 et 28 MHz sont couvertes.

Un relais 12 V cinq inverseurs (MTI) est incorporé au montage, régissant les commandes émission/réception et calage. Il établit les contacts nécessaires à l'alimentation et commute l'antenne qui comporte une prise R_x à cet effet. Un contact reste disponible pour commander l'arrêt/marche du récepteur éventuellement.

Les commandes sont groupées sur la face avant, ce qui est un gros avantage et une facilité d'emploi lorsque le T_x est fixé sous un tableau de bord. A l'arrière se trouvent uniquement les prises d'antennes R_x et T_x (type SO239/PL259 ne risquant pas de se décrocher dans les cahots) et celle d'alimentation.

Pour alléger l'appareil et faciliter son transport de la station mobile à la station fixe, l'alimentation n'est pas incorporée au montage. Celle-ci doit être de 4 A, en 6 V ou 2 A, en 12 V pour les filaments, de 250 V 80 mA pour les étages VFO et modulateur et de 5 à 600 V 150 mA maximum pour la plaque 6146.

La version 12 V, DC.DC de cette alimentation est un convertisseur à transistors composé d'un radiateur à ailettes en aluminium coulé sur lequel est montée la totalité des pièces.

Un capot métallique couvre l'arrière du radiateur et les bornes sont montées en bout. Les quatre trous de fixation percés de chaque bout de ce capot servent à le visser, si l'on veut, sous le capot.

Deux transistors de puissance (2N441, 2N277 ou 2N1518) directement en contact avec le radiateur, fournissent une tension rectangulaire à une fréquence d'environ 800 périodes. L'organe principal est un transfo torique à courbe d'hystérésis rectangulaire, sur lequel sont bobinés les différents enroulements destinés à entretenir l'oscillation et à donner une tension élevée qui est utilisée après redressement.

Ce redressement est assuré en doubleur par des diodes à jonction au silicium (18J2). Les deux chimiques du doubleur (fig. III-29) forment filtrage et cette tension est utilisée directement au centre du doubleur — la tension de 300 V est utilisée pour les étages VFO. Aucun autre filtrage n'est nécessaire.

La puissance délivrée est de 120 W.

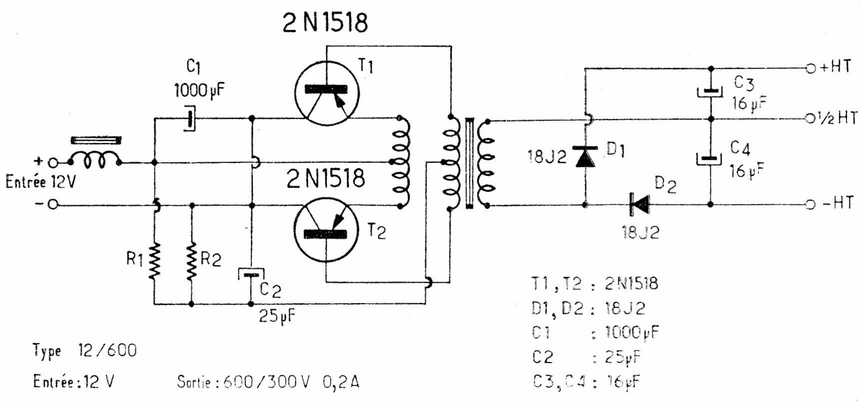


Fig. III-29

Le faible encombrement de ce convertisseur : 140 × 100 × 90 mm permet de le caser à côté de tous les moteurs (poids : 1,2 kg).

Avec cet émetteur, on peut employer un micro cristal qui est très correct, mais l'usage d'un micro dynamique donnera une modulation de loin supérieure. De plus, le report du contact émission/réception à une pédale sur le micro permettra, sans retenue, des QSO en véritable mobile...

EMETTEUR 5 W POUR 3,5 ET 7 MHz

Le circuit comporte deux étages :

— un oscillateur à quartz équipé d'un 2N2102.

— un amplificateur comportant un second 2N2102.

Bien que prévu pour travailler à partir d'une tension d'alimentation de 28 V, cet émetteur peut encore fonctionner d'une façon satisfaisante sous une tension de 12 V, ce qui permet de l'alimenter à partir d'une batterie de voiture.

Le schéma est donné à la fig. III-30. Il est très classique et n'appelle pas de considérations particulières. Notons toutefois que la résistance de 33 Ω, entre L_2 et la masse, peut varier entre 10 et 100 Ω. La valeur exacte sera déterminée au cours de la mise au point de l'émetteur, en recherchant la puissance de sortie maximale.

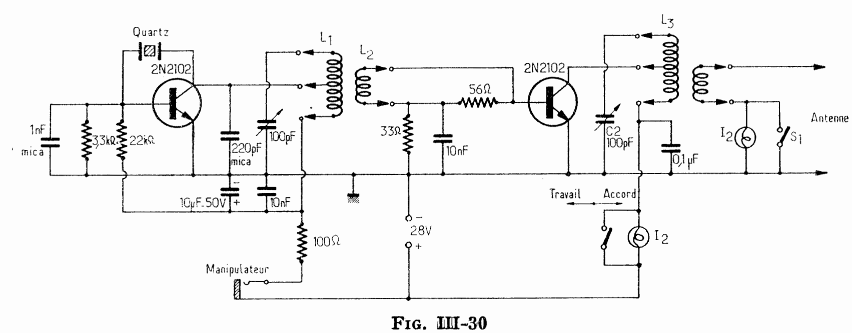


FIG. III-30

De même pour la résistance de 56 Ω entre L_2 et la base du second transistor dont le rôle est d'empêcher l'instabilité sur la bande 7 MHz ; si celle-ci ne se manifeste pas, la résistance peut être supprimée. On devra disposer d'un quartz pour chaque bande.

Les bobines interchangeables auront les caractéristiques suivantes :

Bobines 3,5 MHz :

L_1 : 36 tours de fil émaillé 0,6 mm, enroulés à spires jointives sur un mandrin de 25 mm de diamètre avec prise à 15 3/4 tours de l'extrémité reliée à C_1.

L_2 : 6 tours du même fil, enroulés sur les derniers tours de L_1.

L_3 : 36 tours de fil émaillé 0,6 mm, enroulés comme pour L_1 avec prise à 24 tours de l'extrémité reliée à C_2.

L_4 : 5 tours du même fil, enroulés comme pour L_2.

Bobines 7 MHz :

L_1 : 18 tours de fil émaillé 0,8 mm, enroulés comme pour L_1, avec prise à 5 3/4 tours.

L_2 : 4 tours du même fil, enroulés comme pour L_2.

L_3 : 18 tours de fil émaillé 0,8 mm, enroulés comme pour L_1, avec prise à 12 tours de l'extrémité reliée à C_2.

L_4 : 4 tours de fil émaillé 0,8 mm, enroulés comme pour L_2.

Les ampoules I_1 et I_2 sont respectivement des modèles 6 à 8 V, 0,25 A et 6 à 8 V, 0,15 A.

EMETTEUR 12 W SUR 7 MHz (Fig. III-31)

L'émetteur comporte 3 étages :
— un oscillateur à quartz équipé d'un 2N1711 (ou BFY68)
— un amplificateur comportant un 2N1711
— un amplificateur de puissance. BD106.

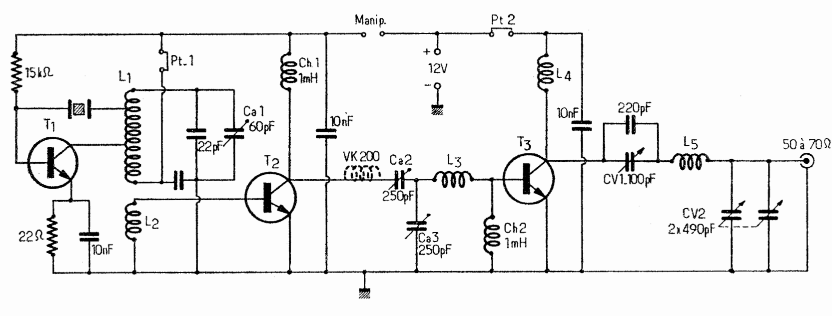


FIG. III-31

Le circuit d'entrée. Il a pour but d'adapter l'impédance de sortie du 2N1711 à celle d'entrée du BD106. Ca_2, Ca_3 et L_3 forment un filtre passe-bas qui bloque les harmoniques et effectue l'adaptation.

Le transistor final. On utilise un transistor NPN au silicium (planar epitaxial) BD106.

Monté en émetteur commun, le final fonctionne en classe C, car le courant continu traversant la résistance interne de base (rbb') du transistor et la résistance du fil de la bobine d'arrêt Ch_2 crée une tension qui polarise légèrement la base négativement.

Le circuit de sortie. Il doit assurer une adaptation correcte entre l'antenne et l'étage final. On emploie un circuit différent de celui du filtre en π.

L_4 forme avec la capacité interne de sortie du transistor et les capacités parasites du câblage, un circuit résonnant parallèle qui empêche la HF de se perdre dans l'alimentation. Il n'est prévu aucun réglage particulier car la fréquence est floue.

En effet, dans les étages de puissance à transistors, le coefficient de surtension « Q » est très faible, les impédances mises en jeu étant petites.

Dans le cas présent, il est de 5 environ, ce qui donne une bande passante à — 3 dB supérieure à 1 MHz.

CV_1 et CV_2, ainsi que L_5 procurent l'adaptation optimale, permettant ainsi le meilleur transfert d'énergie à l'antenne.

La manipulation s'effectue par simple coupure de la tension d'alimentation de l'étage oscillateur.

Lorsque le manipulateur est levé, la réception est possible sans aucune commutation (à condition d'utiliser 2 antennes et de mettre la tension d'an-

tifading du récepteur à la masse) puisque le driver et l'étage final ne débitent aucun courant.

L'alimentation doit pouvoir fournir 12 V sous 2 ampères, si possible régulés.

Valeur des éléments de la figure III-31.

L_1 : Lipa ∅ 10 mm, 22 spires jointives ; prise collecteur à 5 spires du point froid. Prise quartz à 8 spires du point froid.

L_2 : 3 spires bobinées du côté froid de L_1.

L_3 : ∅ 15 mm, 20 spires sur une longueur de 20 mm.

L_4 : ∅ 25 mm, 9 spires sur une longueur de 20 mm.

L_5 : ∅ 25 mm, 11 spires sur une longueur de 20 mm.

T_1-T_2 : 2N1711 — T_3 : BD106.

Réalisation.

L'ensemble est monté dans un tiroir de BC610 type TU48, TU53, etc... ,courant dans les surplus), ce qui permet d'utiliser la tôlerie, les cloisons intérieures, 1 CV et 3 mandrins. On s'inspirera de la figure III-32 qui donne la disposition des éléments à l'échelle 1/2.

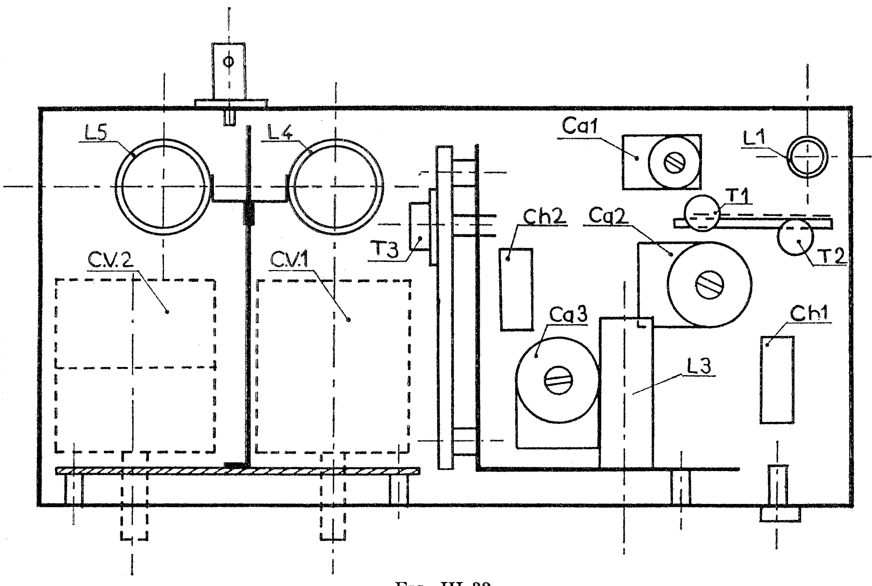


Fig. III-32

On supprimera les 4 broches situées à l'arrière, à gauche. Une prise BNC (sortie antenne) les remplacera. On conservera à droite 4 broches pour l'alimentation (+ 12 V, masse, galvanomètre). Leur écartement convient pour un bouchon octal.

Les dernières broches seront enlevées en les tordant avec une pince placée au ras de la bakélite afin de conserver les rivets qui serviront de support de quartz (si on utilise des FT243).

Le support de quartz de la face avant sera employé comme prise pour le manipulateur.

Le BD106 sera vissé sur une plaque aluminium, ou mieux, en cuivre de $70 \times 40 \times 3$ mm qui sera fixée par des rondelles isolantes sur la cloison centrale (ne pas oublier de percer 2 trous pour les connexions émetteur et base dans cette cloison). CV_1 sera monté sur une plaquette en bakélite qui l'isolera de la masse.

L'exciter sera câblé sur une plaque en bakélite cuivrée de 80×100 mm, du côté droit de la tôlerie.

La mettre à la masse par un gros fil de cuivre court, soudé sur l'émetteur du BD106 et au châssis.

Les 2N1711 seront soudés sur cosses à relais.

Mise au point.

Les précautions élémentaires d'usage s'imposent : bien vérifier le câblage, les soudures, etc...

a) *l'oscillateur*

Souder le 2N1711 régler le noyau et cal à mi-course. Appliquer la tension de 12 V et mesurer le courant collecteur à l'aide d'un milliampèremètre inséré au point 1.

Mettre le quartz en place. Le courant collecteur doit diminuer, sinon retoucher cal. Contrôler sur un récepteur que la porteuse est pure, qu'elle s'établit franchement et qu'elle ne piaule pas lorsqu'on applique la tension d'alimentation. Au besoin, fignoler le réglage de Cal.

b) *les autres étages*

Il est nécessaire d'utiliser une charge fictive munie d'un indicateur (relatif) de puissance (voir figure III-33).

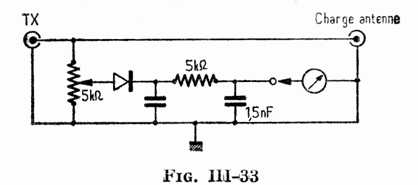


Fig. III-33

Souder les transistors. Insérer au point 2 un ampèremètre (0/1,5 A). Amener ca_2, ca_3, CV_1 et CV_2 au minimum de leur capacité.

Appliquer la tension. L'ampèremètre ne dévie pas. Tourner progressivement ca_2 et ca_3. Le courant collecteur doit apparaître. Rechercher la déviation maximale de l'indicateur de puissance par retouches successives de CV_1 et CV_2 (comme on le fait pour un filtre en π). Recommencer en déplaçant L_2 par rapport à L_1, afin d'obtenir le maximum de puissance de sortie.

Durant tous ces réglages, il faut toujours se fier au voltmètre HF et non à l'ampèremètre collecteur qui peut indiquer de gros courants sans qu'il y ait de puissance dans la charge (notamment lorsque CV_2 est complètement fermé).

Le fait de passer sur antenne ne doit pas apporter de grands changements dans les réglages. Il est conseillé de conserver l'indicateur HF branché en permanence à la sortie.

Ce qu'il faut faire pour « tuer » l'étage final.

— Employer une tension d'alimentation supérieure à 12 V tant qu'on n'a pas une idée précise de la puissance de sortie (la puissance qui risque

d'être dissipée... en chaleur dans l'émetteur augmente comme le carré de la tension).

— Utiliser une antenne trop réactive (mal accordée). Dans ce cas, le final accroche, ce qui s'entend parfaitement si l'on approche l'oreille du boîtier du BD106.

— A pleine puissance, oublier de brancher la charge ou la court-circuiter.

Notes.

1) L'émetteur fonctionne encore sous 6 V à condition de refaire tous les réglages (la puissance « input » est d'environ 3 W).

2) En cas d'accrochages, essayer des bobines d'arrêt genre VK200 (ferrite) en différents points, mais pas dans le circuit collecteur du BD106, car elle chauffent trop et consomment inutilement de l'énergie HF.

Matériel nécessaire.

Châssis :

	1	TU48 (ou TU53)

Transistors :

	2	2N1711
	1	BD106

Condensateurs :

	2	1,5 nF céramique
	4	10 nF
	1	22 pF mica
	1	220 pF
	1	ajustable 60 pF céramique
	2	ajustable 250 pF
	1	2 × 490 pF à air (le plus petit possible)

Résistances :

	1	22 Ω 1/2 W carbone
	4	220 Ω 2 W carbone
	1	4,7 kΩ 1/2 W carbone
	1	15 kΩ 1/2 W carbone
	1	potentiomètre 5 kΩ (non bobiné)

Mandrins :

	1	Lipa ∅ 10 mm avec noyau
	1	∅ 15 mm

Divers :

	1	prise coaxiale UG 290/U (ou équivalente)
	2	bobines d'arrêt 1 mH (pas critique).
	1	radiateur pour boîtier TO5 quelques « perles de ferrite » VK200.

Si l'on n'utilise pas de tiroir de BC610, il faut de plus : 1 support pour quartz FT243, 2 mandrins ∅ 25 mm, 1 CV à air de 100 pF.
Note fig. III-33.

La charge est composée de 4 résistances de 220 Ω/2 W au carbone en parallèle pour R = 50 Ω.

D : diode quelconque à pointe.

Réalisation F6AGR J.-L. RAULT.

Extrait de Radio-Ref.

EMETTEUR 28 MHz A TRANSISTORS DE 5 W

Nous nous proposons de décrire ici un émetteur complet, destiné à l'exploitation de la bande amateurs 28 MHz-29,7 MHz, modulé en amplitude et délivrant une puissance de 5 W, à partir d'une source d'alimentation de 12/14 V, c'est-à-dire entre autres, d'une batterie de voiture, sans l'interposition d'un convertisseur de tension. En fixe on utilisera une alimentation secteur stabilisée 12/15 V - 1 A.

L'émetteur.

Nous y trouvons, comme le montre la figure III-34, trois étages, un oscillateur piloté par quartz ou VFO, un étage driver, un étage final de puissance. Ces deux derniers sont alimentés en tensions modulées pour en augmenter l'efficacité et atteindre un pourcentage de modulation optimum

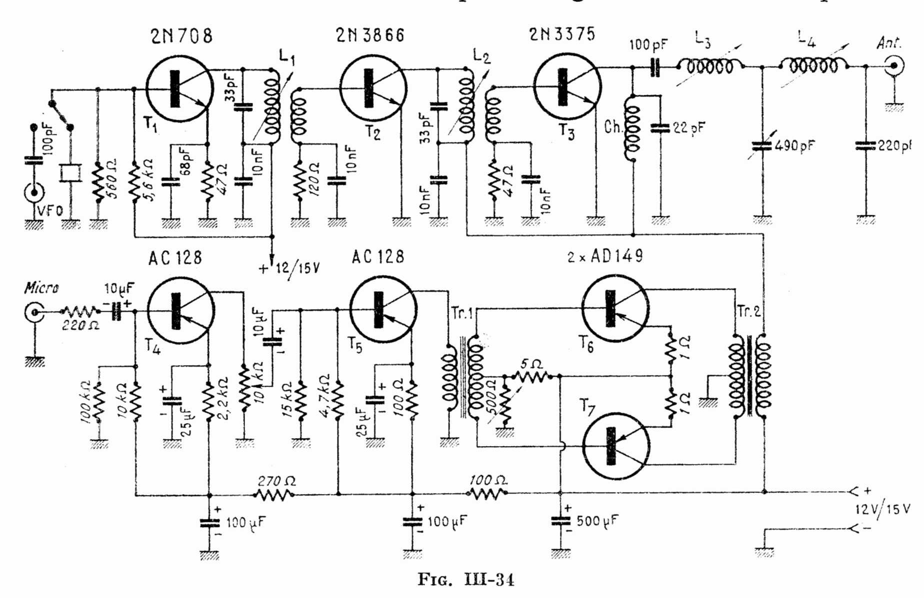


FIG. III-34

(100 %). L'oscillateur utilise en T_1 un 2N708 dans lequel **le quartz est** inséré entre base et masse. Dans le cas d'utilisation d'un VFO, la base est déconnectée du quartz et envoyée par commutateur vers la borne d'entrée VFO, celui-ci étant extérieur, réalisé dans un coffret séparé et alimenté par piles.

La puissance fournie par l'oscillateur est d'environ 100 mW, ce qui suffit largement pour attaquer l'étage suivant.

La bobine L_1 comporte 12 spires de fil émaillé, jointives (3/10 mm) sur mandrin Lipa de 8 mm à noyau de ferrite. Le secondaire, 3 spires de même fil est enroulé à spires jointives sur le primaire après interposition d'une couche de vernis, tant pour les isoler que pour les maintenir bien en place. Les deux bobinages sont exécutés dans le même sens, la partie inférieure de chacun va aux découplages, la partie supérieure respectivement au collecteur du premier étage et à la base du deuxième étage. Celui-ci est équipé d'un 2N3866, choisi pour sa fréquence de coupure très élevée. L'émetteur en est ramené directement à la masse et la charge du collecteur est constituée par L_2 en tous points semblable à L_1 pour le secondaire comme

pour le primaire. La puissance disponible à la sortie du driver est de l'ordre de 400 mW, appliqués directement à la base de T_3 qui est un 2N3375, également à fréquence de coupure très élevée. L'émetteur est également ramené directement à la masse et le circuit de sortie est en double-pi couplé capacitivement au collecteur qui est alimenté à travers une bobine d'arrêt (ch) constituée par 75 spires jointives de fil émaillé (3/10 mm) sur mandrin de 8 mm, sans noyau. L_3 comporte 10 spires et L_4, 6 spires 1/2, de fil 8/10 ; diamètre 8 mm avec espacement de 1 mm entre spires. Un câble de 50 à 75 Ω, réuni à un dipôle de 5 m en son milieu, se couple parfaitement à la sortie. La puissance minimale disponible est de 3 W sous 12 V en l'absence de modulation, 3,5 W sous 13 V, 4 W sous 14 V et la puissance en crête de modulation est, pour les différentes valeurs de tensions, respectivement de 4 W, 4,6 W et 5,2 W.

Le modulateur.

Les tensions BF viennent s'ajouter à la tension continue qui traverse le secondaire du transformateur de modulation Tr_2. Celui-ci a été choisi pour adapter correctement la charge du push-pull T_6-T_7, qui sont 2 AD149 (OC26) à la charge HF (12 V/400 mA = 30 Ω). L'impédance de charge, collecteur à collecteur, est, à la puissance utile, d'environ 10 Ω. La stabilisation des émetteurs est assurée par 2 résistances de 1 Ω et le point de fonctionnement est fixé par un pont de bases (5 Ω-500 Ω ajustable) dont le point milieu est réuni à la prise médiane du transformateur driver Tr_1. Le primaire de Tr_1 charge le collecteur d'un transistor T_5, AC128, attaqué lui-même par T_4 (AC128) en amplificateur microphonique. Cet étage est destiné à s'adapter à un microphone à haute impédance (dynamique avec transfo, par exemple, ou cristal) à niveau de sortie convenable. On pourra choisir pour Tr_1, un modèle commercial, tel que le TRS101 (Audax) et pour Tr_2, si l'on désire une adaptation parfaite, on réalisera le transformateur de modulation de la façon suivante : prendre une carcasse 60 × 75 de tôles en E.I. Bobiner d'abord le secondaire constitué de 105 tours sur le noyau ; cet enroulement terminé, mettre une couche de papier et réaliser le primaire avec 60 tours à point milieu (2 × 30) fil 8/10 mm émaillé).

Remonter et mettre une feuille de papier fin entre tôles E et tôles I comme entrefer.

La réalisation ne pose aucun problème particulier autre que le soin nécessaire aux montages utilisant du matériel miniature et l'ensemble tient dans un coffret de volume très réduit qui rend très attrayantes la construction et l'utilisation en fixe, comme en mobile. Ajoutons que les conditions exceptionnelles de propagation qui sont le propre de la bande 28 MHz autorisent, même à puissance faible, des liaisons à plusieurs milliers de kilomètres.

AUTRE VERSION D'UN EMETTEUR 28 MHz-5 W

Le circuit est représenté à la figure III-35. Comme on le voit, il se compose de trois étages : l'oscillateur, le driver ou pilote, et le final constitué de deux transistors en parallèle. Ces derniers sont des 2N5320 choisis à cause de leur faible prix.

En ce qui concerne l'oscillateur, aucune observation à présenter si ce n'est la disposition du cristal entre base et masse, au lieu de le placer entre base et collecteur, afin d'éviter de charger excessivement le premier transistor et d'amorçer de possibles auto-oscillations. Le driver est équipé d'un 2N2219 ; nous déconseillons de le remplacer par un autre type. Il donne une sortie d'un demi-watt, puissance plus que suffisante pour piloter la paire de sortie.

Pour ce dernier étage on a préféré perdre un peu de puissance de sortie au bénéfice de la stabilité, ce qui a été obtenu en disposant dans les bases

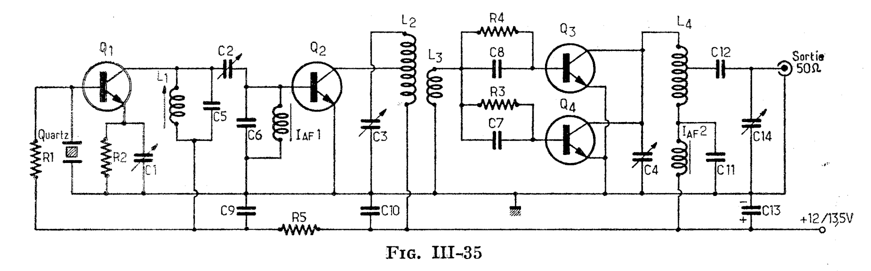


FIG. III-35

les deux résistances shuntées par des condensateurs, afin d'équilibrer le signal pour éviter qu'en raison de la différence de gain, l'un des deux transistors travaille plus que l'autre et s'échauffe en conséquence. A ce propos signalons que le driver et l'étage final comportent des radiateurs de chaleur. Passons aux réglages des trois étages. Il est conseillé d'alimenter seulement initialement l'oscillateur que l'on accorde par le réglage de C_1 et le noyau de L_1 de manière à ce que le courant absorbé soit compris entre 10 et 15 mA. Dans ces conditions l'oscillateur travaille avec une large marge de sécurité. On passe ensuite au branchement de l'étage suivant en connectant C_2 et en alimentant Q_2 avec le milliampèremètre disposé en série avec le positif tandis que l'oscillateur est alimenté directement. Dans ces conditions on règle C_2 et C_3 de manière que le second étage absorbe un courant compris entre 70 et 90 mA, ce qui permet d'obtenir à la sortie la puissance prévue d'un demi-watt.

Nous passons ensuite au réglage de l'étage final qui bien que ne présentant pas de difficultés particulières, exige une plus grande attention afin d'obtenir le rendement maximum. On procède de la façon suivante : insérer le milliampèremètre sur le circuit alimentation positif, avec l'étage final non alimenté (côté froid de L_4 non connecté) ; vérifier ainsi le courant absorbé par les étages précédents, puis connecter L_4, l'étage final étant ainsi alimenté. On remarquera alors que suivant la position de L_3 sur L_2, le courant total absorbé augmente ou diminue indiquant ainsi qu'augmente ou diminue le transfert d'énergie de l'étage pilote à l'étage final.

Quand le point de couplage maximum est trouvé, on règle le noyau de L_4 et la valeur de C_4 pour avoir la puissance maximum HF de sortie. Les valeurs max. obtenues sont de 6 à 6,2 W mesurées au wattmètre HF.

L'émetteur est prêt à entrer en service ; la modulation sera appliquée suivant le schéma de la figure III-36.

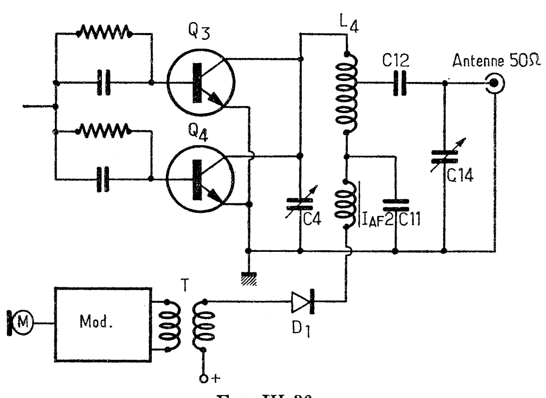


FIG. III-36

Si on désire utiliser ce T_x en station fixe, il est conseillé de réaliser une alimentation stabilisée dont la tension de sortie est comprise entre 12 V et 13,5 V capable de délivrer un courant d'au moins 2 A étant donné que l'étage final et le modulateur absorbent au moins 1,5 V.

Caractéristiques du transistor 2N5320 NPN au silicium :

V_{CBO} (V)	V_{CEO} (V)	V_{EBO} (V)	I_C (A)	T_j (°C)	P_{tot} (T_C=25°C) (W)	F_t (MHz)	h_{FE}
100	75	7	2	200		⩾ 50	30 — 300

Caractéristiques du transistor 2N2219 NPN au silicium :

V_{CBO} (V)	V_{CEO} (V)	V_{EBO} (V)	I_C (A)	P_{tot} (T_C=25°C) (W)	T_j (°C)	F_t (MHz)	h_{FE}
60	30	5	0,8	0,8	175	250	100 — 300

Valeur des éléments : C_1 : 6-30 pF ; C_2, C_3, C_4, C_5 : 10-60 pF ; C_5 : 27 pF ; C_6 : 47 pF ; C_7, C_8 : 1 nF ; C_9, C_{10}, C_{11} : 10 pF ; C_{12} : 1 nF ; C_{13} : 1 000 µF - 25 V. C_{14} : 10-60 pF.

R_1 : 82 kΩ ; R_2 : 270 Ω ; R_3, R_4 : 39 Ω ; R_5 : 33Ω 1/2 W.

Toutes résistances 1/4 W sauf précision différente.

Q_1 : BSX26 (2N914) ; Q_2 : 2N2219 ; Q_3, Q_4 : 2N5320.

I_{AF1}, I_{AF2} : impédance ferrite type VK200 4B.

L_1 : 11 spires, fil 0,9 mm argenté, support 6 mm avec noyau.

L_2 : 10 spires fil 1 mm, diamètre intérieur 6 mm, prise collecteur à la 4e spire côté alimentation.

L_3 : 2 spires fil émaillé, diamètre comme L_2.

L_4 : 10 spires fil 1 mm argenté, support 6 mm ; prise antenne à 1,5 spire côté collecteur.

Quartz overtone miniature 28-29,7 MHz.

UN EMETTEUR A DOUBLE BANDE LATERALE (DSB)

On sait depuis longtemps que la porteuse qui caractérise les émissions à modulation d'amplitude n'apporte absolument rien à l'intelligibilité du signal transmis et reçu. La moitié de la puissance est rayonnée en pure perte, alors que le message transmis est contenu dans les bandes latérales. Dans la mesure où la porteuse doit permettre de décoder le message, il suffit de la produire à très faible niveau dans le récepteur lui-même. De ce principe est né la théorie de la D.S.B. d'abord, de la S.S.B. ou B.L.U. ensuite puisque, les deux bandes latérales étant identiques, l'une des deux peut être également supprimée. Ce dernier résultat est obtenu au moyen d'un filtre à quartz à bande passante très étroite, donc très sélectif et qui n'admet, au mieux, que le passage d'une seule bande latérale.

Nous laisserons de côté la S.S.B. pour nous consacrer à la D.S.B., système moins élaboré, donc plus facile à comprendre et de réalisation plus économique.

Un émetteur à double bande latérale dont nous proposons une réalisation pratique n'est pas différent d'un émetteur à modulation d'amplitude, si ce n'est que la porteuse est supprimée ou réduite à un niveau extrêmement bas et tel qu'il ne cause, à distance, aucune interférence.

Le rendement se trouve accru puisque la puissance utilisée pour la génération de la porteuse se trouve appliquée aux bandes latérales. Un même tube peut, dans ces conditions, admettre une tension plaque double sans aucun risque. A l'inverse, l'efficacité sera la même que celle d'une émission en AM avec une tension plaque moitié moindre.

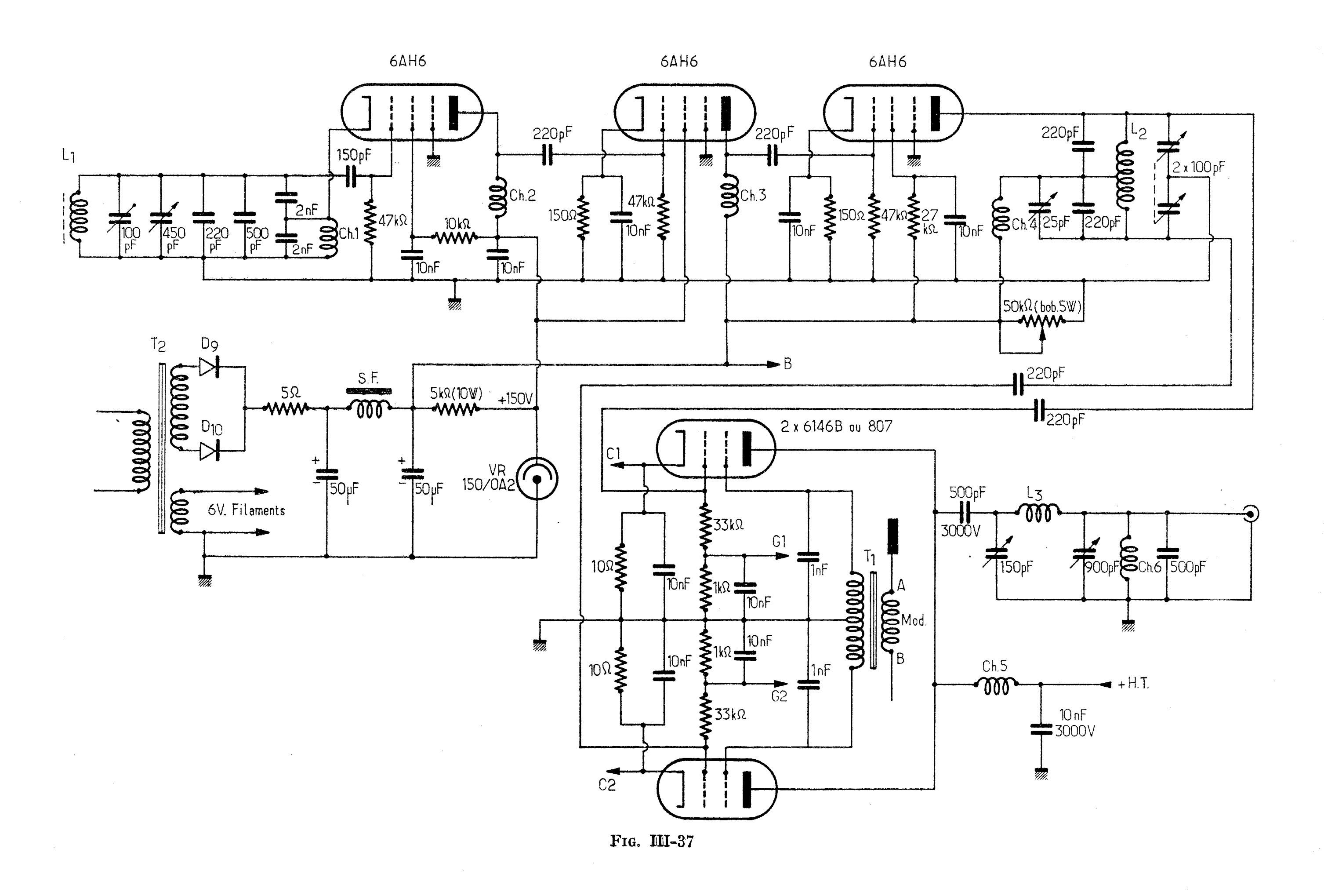

6AH6
6AH6
6AH6
L1
100 pF
450 pF
220 pF
500 pF
2nF
2nF
Ch.1
150pF
47kΩ
10kΩ
10nF
10nF
Ch.2
220pF
150Ω
10nF
47kΩ
Ch.3
220pF
10nF
150Ω
47kΩ
27 kΩ
10nF
Ch.4
25pF
220pF
220pF
L2
2 x 100pF
50kΩ (bob.5W)
B
220pF
220pF
T2
D9
D10
5Ω
S.F.
5kΩ(10W)
+150V
50µF
50µF
VR 150/0A2
6V. Filaments
2 x 6146B ou 807
C1
C2
33kΩ
1kΩ
1kΩ
33kΩ
10Ω
10Ω
10nF
10nF
10nF
10nF
1nF
1nF
G1
G2
T1
A
B
Mod.
500pF 3000V
L3
150pF
900pF
Ch.6
500pF
Ch.5
+H.T.
10nF 3000V

Fig. III-37

Enfin, comme on va le voir, le système est très intéressant parce qu'il ne fait appel à aucun matériel spécial et par conséquent, onéreux. On notera que, comportant deux bandes latérales, l'émission peut être écoutée sur l'une comme sur l'autre, ce qui en cas de brouillage, permet souvent une compréhensibilité totale.

L'émetteur que nous décrivons a été expérimenté sur la bande **80 mètres,** mais rien n'empêcherait d'extrapoler et de le convertir en émetteur pour les bandes 40 mètres ou 20 mètres.

Nous diviserons cette description en 4 parties : le VFO, le PA/Modulateur équilibré, l'amplificateur BF, les alimentations.

Désirant réaliser un émetteur vraiment économique et surtout reproductible par tous ceux qui, parmi nos lecteurs, ont un minimum de connaissances pratiques, nous avons utilisé exclusivement des lampes, par ailleurs très courantes, dans les surplus notamment.

L'oscillateur, dont la stabilité sera fonction de la qualité des composants et du soin qu'on apportera à la réalisation, est un montage Colpitts à forte capacité parallèle, bien connu pour ses qualités. Le tube utilisé est une 6AH6, alimentée, plaque et écran par une tension stabilisée de 150 V.

Le circuit oscillant est composé à partir de L_1, constituée par 32 tours de fil émaillé de 8 à 10/10 mm, jointifs, noyés dans l'araldite sur un mandrin de 10 mm, à noyau magnétique, convenablement freiné. En parallèle se trouvent les capacités au mica (obligatoirement) suivantes : 220 pF — 500 pF — et un pont de deux 2 nF en série, au point commun desquelles est prélevée la réaction nécessaire. A cela, il faut ajouter un ajustable à air de 100 pF et un condensateur variable de 450 pF, type réception. Le premier sert à la mise en place de la bande, concurremment avec le noyau de L_1, le deuxième fournit un étalement très souple de 1,75 à 2 MHz, car la fréquence de départ est moitié de la fréquence de travail.

La bobine d'arrêt Ch_1 est un modèle R100 National. Elle a pour objet de maintenir la cathode de l'oscillateur à un certain potentiel HF par rapport à la masse. Ch_2, dans la plaque, constitue une charge apériodique. Le deuxième étage relié par capacité à l'oscillateur comporte également une charge apériodique de même nature. Il n'a aucun autre rôle que celui de séparateur et de tampon afin d'isoler le circuit oscillant L_1 des autres parties de l'émetteur. Le troisième étage serait identique côté grille, où nous sommes toujours en apériodique, mais est chargé par un circuit oscillant rigoureusement équilibré, constitué par une bobine L_2, à prise médiane, accordée par 2 condensateurs au mica de 220 pF et par un condensateur variable à 2 cages identiques (2 × 100 pF).

Une capacité ajustable cloche (2-25 pF) est disposée à l'opposé de la lampe pour en compenser la capacité d'anode. Ce circuit est accordé sur 3,5 MHz et la puissance qu'on peut y mettre en évidence est notable. On peut d'ailleurs, l'ajuster grâce à un potentiomètre bobiné de 50 kΩ, monté en pont sur la tension d'alimentation.

L_2 = 60 spires, fil émaillé de 5/10 mm, jointives, prise rigoureusement médiane. Mandrin de 25 mm de diamètre (surplus).

Dans un premier temps, on pourra procéder au réglage du VFO, au calage de la bande couverte, en s'aidant du récepteur de trafic de la station qui permettra de juger de la qualité de la note et de la stabilité de la fréquence produite (fig. III-37).

Le modulateur équilibré.

Il comporte deux 6146 dans un montage push-pull, c'est-à-dire, grilles en push-pull et plaques en parallèle. Par ailleurs, le transformateur T_1 d'attaque, sur lequel nous reviendrons, a son secondaire aux grilles-écrans avec point milieu à la masse. Il s'ensuit que les écrans étant à un potentiel nul, les tubes

ne débitent pratiquement pas. Le circuit anodique est constitué par un filtre en pi, très classique, isolé au point de vue continu par une capacité de 500 pF à fort isolement. Le condensateur variable d'entrée est de faible valeur, également bien isolé, et celui de sortie est en réalité un condensateur de réception à 2 cages (450 à 500 pF) mises en parallèle, avec en plus 500 pF, fixe.

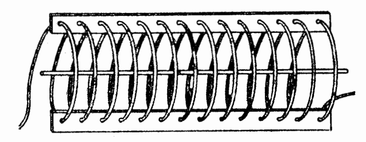


FIG. III-38

Ch_5 qui assure l'alimentation en continu est un modèle R100S et Ch_6 une R100, ordinaire, dont on débobinera une ou deux galettes si besoin est.

L_3 = 27 tours, fil 15/10 mm, émaillé, diamètre 30 mm, en l'air, longueur 90 mm, environ. La construction d'une telle bobine est grandement aidée si l'on y adjoint des réglettes en plastique, percées de trous, tous les 3 mm. Quatre barrettes identiques, collées à l'araldite une fois le travail fini, donnent au travail un fini parfait et à la bobine une solidité à toute épreuve (fig. III-38).

L'amplificateur BF.

La seule partie qui exige quelque développement est le transformateur T_1 dont le rapport, doit être au minimum de 3 et mieux de 5, dans le but d'obtenir au secondaire une tension BF suffisante, c'est-à-dire environ 250 V. C'est un article qui ne figure évidemment dans aucun catalogue ! Peut-être certains transformateurs du type « driver » pour amplificateurs de puissance en push-pull pourraient-ils convenir. On peut en trouver dans certains ensembles des surplus. Mais la solution la plus simple et la plus sûre consiste à utiliser un transformateur d'alimentation de récupération (nous disons bien, d'alimentation !), comportant un primaire 110-130-220-250 et un secondaire HT à point milieu, capable de fournir au moins 2 × 250 V ou mieux 2 × 300 V même prévu pour un débit modeste (50 mA ou davantage). Le primaire est inséré dans le circuit anodique d'une EL84 en position 110 V et le secondaire est réuni aux grilles-écrans des lampes finales, le point milieu étant à la masse. Avec un transformateur fournissant 2 × 350 V au secondaire, on mettrait le primaire en position 130 V. C'est une solution simple et dont on appréciera l'aspect économique (fig. III-40).

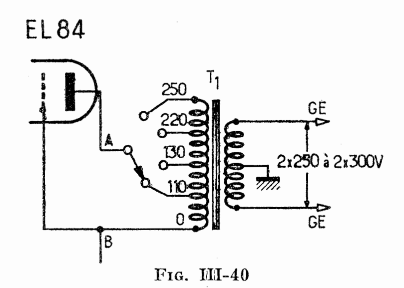


FIG. III-40

Par ailleurs, l'amplificateur BF proprement dit, qui est alimenté sur la même source que l'exciteur, ne présente aucune particularité notable : une EL84 est attaquée par une EF86, avec entrée à haute impédance (fig. III-39).

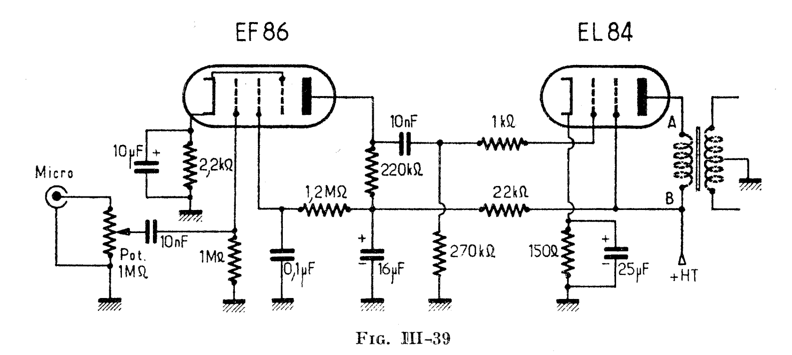


FIG. III-39

Fonctionnement.

En l'absence de modulation, la partie HF étant supposée réglée et reliée à une charge fictive, une lampe de 100 W, par exemple, la tension des écrans étant nulle, le débit de l'étage final est infime. La porteuse résiduelle est très faible. Dès que l'on applique à l'entrée un signal BF, soit par l'intermédiaire du micro, soit à partir d'un générateur BF, une tension alternative apparaît au secondaire de T_1, portant un des écrans à un potentiel positif et simultanément l'autre à un potentiel négatif ; pendant la demi-période suivante, c'est l'inverse qui se produit. Il en résulte que chaque tube alternativement, fonctionne en amplificateur, classe C, au rythme de la modulation, chaque écran, alternativement, déclenchant le courant plaque. D'une demi-période à l'autre, la tension HF est déphasée de 180°. Le rendement, puisqu'il s'agit d'une modulation écran, varie de 0 sans signal BF, à celui du régime télégraphique, classe C, pour une tension de crête optimale appliquée aux écrans. Mais, en fait, la puissance utile est bien supérieure, car ne fonctionnant qu'en alternance, puisque ne produisant pas de porteuse, les tubes « se reposent » tour à tour, ce qui autorise l'emploi de tensions d'alimentation bien supérieures à ce qu'ils admettent en classe C, même en télégraphie.

Enfin, nous noterons avec intérêt que le montage est automatiquement neutrodyné : la capacité interne d'un tube compensant celle de l'autre.

Les alimentations.

Deux sources ont été prévues. La première à partir de T_2 (2 × 250 V — 120 mA) fournit la tension 6,3 V pour tous les filaments (5 A), une tension de 280 V, bien filtrée pour l'exciteur et l'amplificateur BF, une tension stabilisée de 150 V pour le VFO et l'étage tampon. D_9 et D_{10} sont des BY100.

La seconde utilise un transformateur de récupération, à fort débit, de 2 × 400 V — 250 mA, dont le point milieu est négligé et la tension totale (800 V) est appliquée pour redressement à un pont de 8 diodes D_1 à D_8 (BY100), associées par deux en série dans chaque branche, avec pour chacune, une résistance d'équilibrage de 470 kΩ (fig. III-41).

Le filtrage est assuré par 3 condensateurs de 100 pF (450 V) shuntés par des résistances d'équilibrage de 100 kΩ (2 W) qui assurent en même temps la décharge des condensateurs. La tension obtenue est voisine de 1 000 V et conserve une bonne stabilité en regard des appels de courant importants auquel elle doit satisfaire.

Mise au point.

Le VFO étant réglé dans un premier temps, on passera à l'accord du circuit de L_2. Il n'est donc pas nécessaire d'appliquer la haute tension sur les 6146. Avec un contrôleur en sensibilité 5 V continu, on mesurera la tension

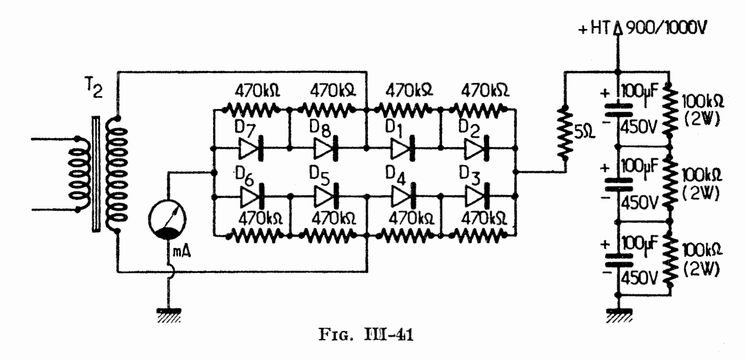


FIG. III-41

continue en G_1. En manœuvrant le condensateur 2 × 100 pF, cette tension passera par un maximum. On effectuera la même mesure au point G_2, et on agira sur l'ajustable-cloche pour obtenir la même lecture qu'en G_1. En retouchant successivement l'un et l'autre cette identité sera parfaite, ce qui est essentiel pour l'équilibre de l'étage final. Veiller en conséquence à la parfaite égalité des résistances de grilles (33 kΩ) et des résistances de mesure (1 kΩ). Un milliampère provoquant une chute de tension de 1 V dans 1 kΩ, la lecture du courant grille de chaque tube est facile. En ajustant le potentiomètre du driver, on règlera cette lecture à 3,5/4 V par tube, c'est-à-dire à 3,5/4 mA.

Ainsi qu'il a été dit précédemment, on chargera l'étage final par une lampe d'éclairage de 75 ou 100 W et on appliquera la haute tension sur les 2 × 6146B. Un faible courant plaque va s'établir (25 à 30 mA). Il reste alors à régler le circuit de sortie. Jusque là la lampe de charge est, bien entendu, résolument obscure puisque nous n'avons ni porteuse, ni modulation. Appliquer à l'entrée de l'amplificateur dont le potentiomètre sera fermé au maximum (côté masse) soit un signal BF provenant d'un oscillateur soit à travers une résistance, du 50 périodes pris sur la ligne des filaments et ouvrir légèrement le potentiomètre de manière que le courant plaque monte à 50 mA. Le condensateur de sortie du filtre en pi étant entièrement fermé, chercher à faire le creux du courant plaque en manœuvrant le condensateur variable de tête. Le filament de la lampe doit s'éclairer au rouge sombre. Ouvrir lentement le condensateur de sortie, tout en rétablissant toujours le creux de plaque, le débit doit monter et la brillance de la lampe augmenter progressivement.

Pour un courant total de 100 mA, l'éclat de la lampe doit être très vif. Le réglage est achevé.

Réunir le micro à l'entrée de l'amplificateur BF. On constatera que sur les « forte » de modulation, l'éclat de la lampe est sensiblement le même que lors des réglages en sinusoïdal.

La mise au point préconisée ne fait appel à aucun matériel particulier, mais si on dispose d'un oscilloscope, le réglage sera considérablement simplifié. On couplera les plaques verticales, par quelques spires isolées, au circuit de sortie puis on appliquera, comme précédemment, un signal BF à l'entrée microphonique et on en augmentera l'injection jusqu'à ce que le signal de sortie soit écrêté. Sur les pointes de modulation-parole on ajustera le gain BF pour obtenir le même niveau tout en s'en tenant au seuil d'écrêtage.

Un système compresseur de modulation serait à conseiller, ce qui éviterait les distorsions dues à un excès de signal BF. Moyennant ces précautions, la modulation a été jugée excellente mais nous attirons l'attention sur le fait que le couplage à l'antenne doit être très serré et l'étage final chargé au

maximum, faute de quoi les distorsions apparaissent très vite et pour un niveau de sortie bien inférieur.

Suggestions.

Cette description est le fruit d'essais sur la bande 80 m. On pourrait, en adaptant L_2 et L_3, fonctionner soit sur 40 m soit sur 20 m, ce qui au moyen du grid-dip sera très facile.

Pour travailler sur 80 m, nous avons utilisé une antenne filaire demi-onde de 39 m de long, très précisément, alimentée au centre par un câble coaxial du type télévision et qui, sans être très haute, nous a permis de contacter toute l'Europe dans d'excellentes conditions et d'entendre les U.S.A. l'Australie, Saint-Pierre et Miquelon, entre autres.

Conclusion.

Bien que peu pratiquée en France, la D.S.B. est un procédé intéressant dont on appréciera l'économie et l'aisance de la mise en œuvre. On peut dire que n'importe quel émetteur AM à un seul tube peut devenir un émetteur D.S.B. si on lui ajoute un deuxième tube semblable.

Compte tenu des observations que nous avons faites plus haut, la puissance de crête que l'on peut espérer peut être estimée à quatre fois celle disponible derrière un seul des tubes en classe C, en grande partie grâce aux tensions élevées que le mode de transmission autorise. Dans ce domaine, rappelons qu'une tension de 1 000 V est une tension dangereuse et qu'il faut effectuer les réglages avec beaucoup d'attention et de prudence.

EXCITEUR DSB A MODULATEUR EN ANNEAU (fig. III-42)

Celui-ci peut se diviser en quatre parties que nous allons étudier successivement.

Section basse fréquence.

Elle comporte deux transistors, le premier est un préamplificateur qui présente une impédance d'entrée assez élevée de manière à pouvoir utiliser un microphone piézoélectrique. On utilisera pour le premier un AC125 et pour le second un AC126.

La sortie de l'étage BF offre une impédance suffisamment basse pour qu'il ne soit pas nécessaire de prévoir un autre étage émetteur follower afin de l'adapter à l'impédance de l'anneau des diodes. Un filtre HF a été prévu à l'entrée pour empêcher d'éventuels accrochages.

Générateur de porteuse.

Il est constitué par un étage oscillateur quartz, équipé d'un transistor FET TIS34. On a préféré l'utilisation d'un FET à un transistor bipolaire parce que celui-ci est beaucoup plus stable et délivre des harmoniques beaucoup moins intenses : le quartz, en effet, est très peu chargé par la haute impédance d'entrée du FET. La faible impédance de sortie est assurée par un link.

Modulateur équilibré en anneau.

Il se compose d'un treillis de quatre diodes pour avoir une bonne suppression de porteuse. Pour obtenir ce résultat, celles-ci devront présenter des caractéristiques identiques. Comme cette condition ne peut être respectée qu'approximativement, on réalise l'équilibre au moyen d'artifices ; dans notre cas, on se sert d'un potentiomètre et d'une capacité ajustable.

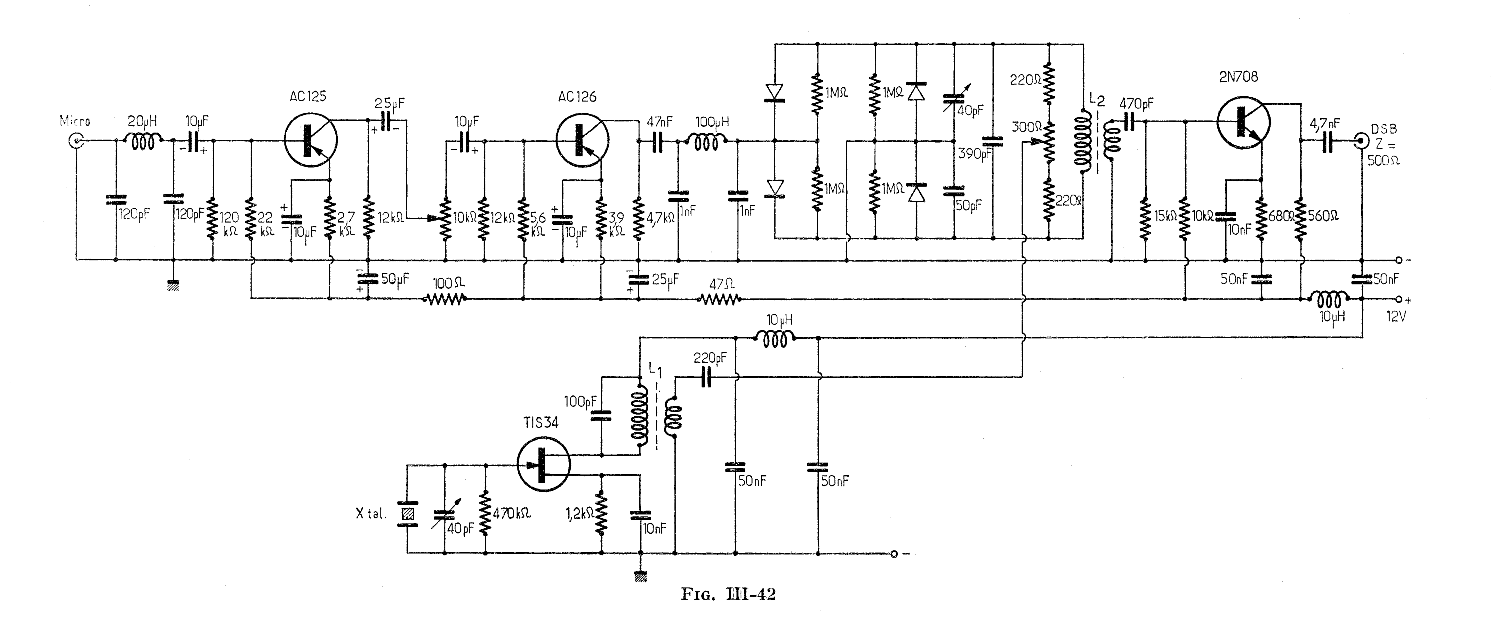

Micro
20µH
10µF
120pF
120pF
120 kΩ
22 kΩ
AC125
10µF
2,7 kΩ
25µF
12kΩ
50µF
100Ω
10µF
10kΩ
12kΩ
5,6 kΩ
AC126
10µF
39 kΩ
4,7kΩ
25µF
47Ω
47nF
1nF
100µH
1nF
1MΩ
1MΩ
1MΩ
1MΩ
40pF
390pF
50pF
220Ω
300Ω
220Ω
L2
470pF
2N708
15kΩ
10kΩ
10nF
680Ω
560Ω
50nF
4,7nF
DSB
Z =
500Ω
50nF
10µH
12V
10µH
L1
220pF
100pF
TIS34
50nF
50nF
X tal.
40pF
470kΩ
1,2kΩ
10nF

FIG. III-42

Etage séparateur-amplificateur en classe A.

Pour obtenir une bonne séparation entre le modulateur équilibré et le circuit d'utilisation, on interpose un étage séparateur apériodique à faible distorsion. En dehors de cette fonction, il assure aussi une certaine amplification et présente à sa sortie une impédance adaptée à celle d'entrée d'un filtre à quartz. L'impédance sera ainsi voisine de 500 Ω, valeur correspondant à celle d'entrée des filtres commerciaux.

Le circuit est représenté à la figure III-42. L_1 comporte 12 spires de fil diamètre 0,4 mm, sur un support diamètre 6 mm avec noyau. L_2 aura 10 spires de fil diamètre 0,7 mm légèrement espacées, sur un support diamètre 8 mm avec noyau. Le link est constitué par une spire placée au centre de L_2.

Il est absolument nécessaire que la tension d'alimentation 12 V soit stabilisée.

Réalisation.

La réalisation de l'ensemble est très simple et ne présente pas de difficulté. On observe naturellement les précautions habituelles : blindage soigné, disposition rationnelle des composants sur le circuit imprimé. Nous recommandons surtout le blindage de l'oscillateur pour éviter d'avoir toute rentrée de porteuse. Les diodes doivent être sélectionnées. Si l'on ne peut obtenir des diodes apairées à la vente, on devra procéder comme suit :

— disposer d'un bon nombre de diodes (on en trouve facilement provenant des surplus de calculateurs électroniques) et se munir d'un bon tester,

— ensuite mesurer la résistance directe de chaque diode avec le tester sur la position « Ω × 1 000 ». En choisir quatre pratiquement identiques. Puisqu'il est pratiquement impossible de mesurer la résistance inverse d'une diode au silicium avec un tester ordinaire (étant donnée sa haute valeur), on a cherché à parer empiriquement à cet inconvénient ; pour cela, disposer en parallèle à chaque diode une résistance de 1 MΩ, 5 %. De cette manière, quelle que soit la résistance inverse de la diode, la résistance en parallèle donnera une résultante inférieure à 1 MΩ.

Réglage.

Après vérification du circuit, appliquer la tension 12 V et régler la bobine oscillatrice de manière que le quartz oscille régulièrement. Introduire la sortie du générateur D.S.B. à l'entrée antenne d'un récepteur adapté à recevoir la fréquence du quartz. Régler la bobine du modulateur équilibré pour le maximum au S-mètre du récepteur, ensuite chercher à supprimer le plus possible la porteuse en agissant sur le potentiomètre et le trimmer du modulateur équilibré. Pour que la modulation soit optimum, la suppression de porteuse devra être de l'ordre de 50 dB.

Il ne reste plus alors qu'à utiliser un filtre à quartz pour supprimer la bande latérale indésirable et aussi une certaine quantité de porteuse qui passe malgré l'action du modulateur équilibré. La gamme de fréquence sera voisine de 9 MHz.

LA TELEPHONIE A BANDE LATERALE UNIQUE (SSB)

Comme son nom l'indique ce procédé n'utilise qu'une seule bande latérale de modulation.

On peut faire varier l'amplitude de la porteuse d'un émetteur au rythme de la modulation en amplitude, qui fut longtemps le procédé unique utilisé par les amateurs.

On peut aussi faire varier la fréquence en fonction de la modulation ; c'est le principe de la modulation de fréquence.

Le spectre de fréquence d'une onde modulée en amplitude (AM), contient trois fréquences : la porteuse, et deux fréquences placées symétriquement par rapport à la porteuse et distantes en fréquence de celle-ci d'une fréquence égale à la basse fréquence modulatrice (fig. III-43).

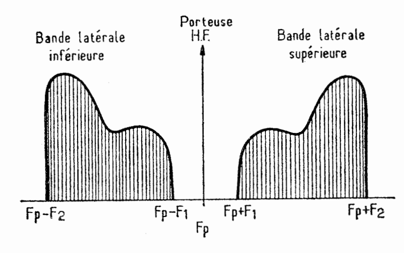


FIG. III-43

Si on module simultanément avec des fréquences contenues à l'intérieur d'un certain intervalle $F_1 - F_2$, la haute fréquence modulée comprend la porteuse et deux intervalles qu'on appelle « bandes latérales ».

L'information utile est le signal BF ; dans le signal BF modulé l'information est contenue dans les bandes latérales ; elle est même entièrement contenue dans une seule bande latérale, puisque celle-ci contient toutes les fréquences acoustiques avec les mêmes relations d'amplitude et de phase qu'elles ont dans le signal BF.

L'une des bandes est donc inutile, et sa suppression en même temps que la porteuse F_P n'en laissera qu'une seule, d'où le nom de B.L.U. (Bande Latérale Unique) ou encore S.S.B. (Single Side-Band).

Le procédé présente de nombreux avantages parmi lesquels nous citerons les plus importants :

1° Etalement inférieur de 50 % à la modulation d'amplitude, c'est ce qui ressort de l'examen de la figure III-43 qui représente l'espace occupé par une émission sur une fréquence F_P modulée en amplitude, avec une bande passante F_1-F_2, que nous supposerons de 4 kHz. La largeur de bande occupée s'étend de $F_P - F_2 + F_P + F_2$, soit 8 kHz. Si nous supprimons l'une des bandes latérales, la place occupée ne sera plus que de 4 kHz, et deux émissions SSB situées à 4kHz ne se gêneront plus.

2° Suppression du sifflement d'interférence par hétérodynage, puisqu'il n'y a pas de porteuse.

3° Plus grande efficacité.

Considérons la figure III-44 qui représente la porteuse d'un émetteur 50 W, modulée en amplitude à 100 %, par conséquent par une puissance BF de 25 W.

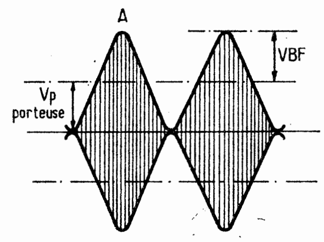


FIG. III-44

La tension de pointe instantanée entre A et B est le double de la porteuse. La puissance instantanée de pointe est donc quatre fois celle de la porteuse, soit 200 W. Mais remarquons que chaque bande latérale n'est faite qu'avec 12,5 %. Ainsi un émetteur SSB de 50 W donnera des résultats identiques à un émetteur AM de 200 W, soit un gain en puissance de 4 à 6 dB.

De plus, la réduction du bruit due à la réception d'une seule bande latérale procure un gain supplémentaire apparent.

Citons d'autres avantages non négligeables : plus faible consommation, plus faible puissance d'excitation nécessaire, possibilité de pousser les éléments actifs au-delà de la tension de service continu. Aujourd'hui, la plupart des stations trafiquent en SSB et les émetteurs fonctionnant en modulation d'amplitude sont de plus en plus rares.

Pour rendre audible les informations transmises, il est nécessaire de rétablir la porteuse dans le récepteur, ce qui ne constitue pas un problème. Le BFO est tout indiqué pour tenir ce rôle.

Régime de puissance des émetteurs BLU.

Le diagramme de la figure III-45 représente une forme d'enveloppe HF caractéristique d'un signal BLU. Pour son étude, il est intéressant de considérer deux valeurs représentatives : la valeur d'amplitude maximum de pointe, et la valeur moyenne durant une période plus ou moins prolongée (par exemple le temps moyen d'une syllabe).

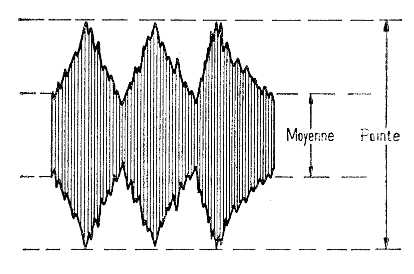


FIG. III-45

La valeur qui limite le fonctionnement de l'émetteur est celle de pointe ; on l'appelle puissance de pointe (en abrégé PEP).

Le régime PEP d'un émetteur s'établit principalement d'après le maximum de distorsion tolérable. En règle générale, plus faible sera la distorsion permise et plus faible sera aussi le régime PEP autorisé.

Relation entre puissance de pointe et puissance moyenne.

Les pointes de puissance se produisent sporadiquement au cours d'une transmission normale, et il n'y a pas de relation directe avec la lecture des différentes mesures, étant donné que celles-ci indiquent l'amplitude moyenne de l'enveloppe (tant en tension qu'en courant). La relation entre la puissance de pointe et la puissance moyenne varie suivant les différents types de voix.

Dans le cas de la figure III-45, on peut admettre que l'amplitude moyenne est d'environ le tiers de l'amplitude de pointe.

Le réglementation fait obligation aux amateurs de préciser la puissance d'un émetteur à partir de la puissance d'entrée, en courant continu, de l'étage final de l'amplificateur. La plupart de ceux-ci fonctionnent en classe AB1 ou AB2, de telle sorte que le courant plaque varie au cours de la modulation, augmentant à partir de la valeur de repos (absence de signal).

On produit, dans le courant de plaque, à des moments déterminés, une valeur de pointe de l'enveloppe qui, multipliée par la tension continue de plaque représente la puissance instantanée d'entrée nécessaire pour obtenir la puissance PEP. C'est la valeur PEP d'entrée que n'indique aucun instrument. En effet, ceux-ci donnent réellement la seule valeur moyenne du courant de plaque en raison de leur inertie mécanique.

Cette valeur moyenne du courant de plaque multipliée par la tension d'alimentation donne la puissance moyenne d'entrée en courant continu nécessaire pour produire à la sortie de l'émetteur, la puissance moyenne de l'enveloppe définie plus haut.

Au cours d'une transmission en téléphonie, les puissances d'entrée et de sortie varient continuellement. La relation des valeurs pointe et moyenne de la puissance d'entrée en courant continu, ainsi que la puissance de sortie HF dépendent des caractéristiques de la voix. La détermination de la relation pointe/moyenne d'entrée se complique du fait qu'il existe un courant résiduel ou de repos de plaque, même en absence de sortie HF. Pratiquement, il est impossible d'effectuer des calculs exacts. Cependant, l'expérience indique que pour plusieurs types de voix, dans les conditions normales de fonctionnement des lampes, avec une valeur normale du courant de repos, la relation entre les puissances PEP et moyenne d'entrée en courant continu, au cours d'une pointe de modulation est de l'ordre de 2 à 1. Par exemple, si on spécifie pour un étage amplificateur 400 W PEP, c'est que la puissance moyenne légale est de 200 W.

COMMENT OBTENIR LES SIGNAUX BLU

Lorsque la porteuse d'un signal modulé a été supprimée par un système dit modulateur équilibré, il existe deux sytèmes principaux permettant de supprimer la bande latérale indésirée :

— les systèmes à filtres,

— les systèmes à « phase ».

Voyons d'abord le premier.

BLU par filtres.

C'est le procédé le plus simple et le plus couramment employé. Le principe est expliqué schématiquement par la figure III-46.

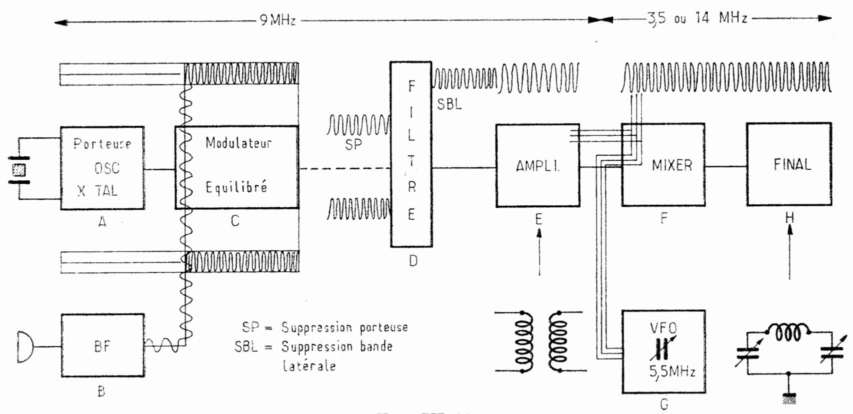


Fig. III-46

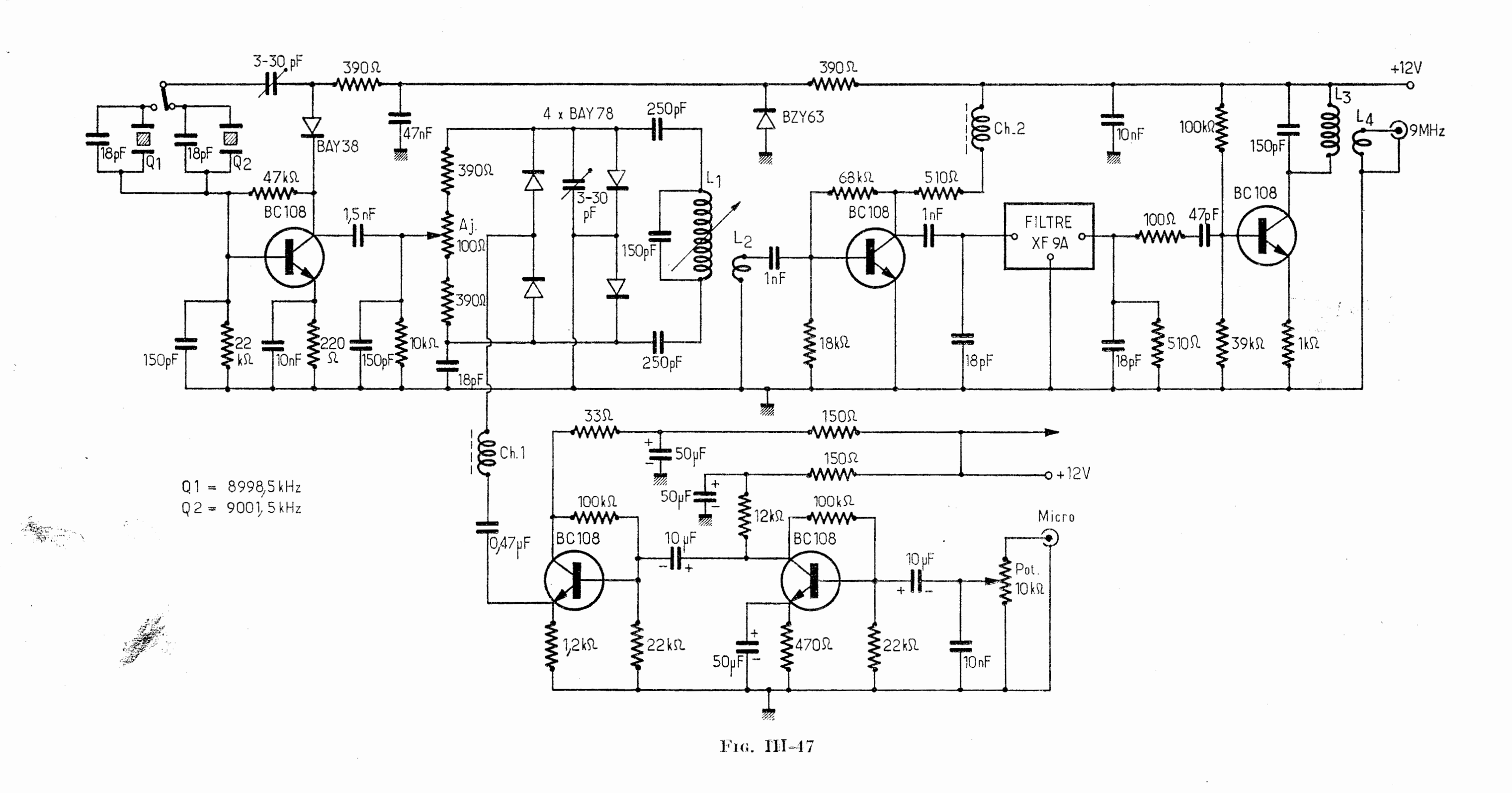

+12V
9MHz
L3
L4
3-30 pF
390Ω
47nF
BAY38
18pF
Q1
Q2
47kΩ
BC108
1,5nF
150pF
22 kΩ
10nF
220 Ω
10kΩ
390Ω
Aj. 100Ω
18pF
4 x BAY78
3-30 pF
250pF
150pF
L1
L2
1nF
BZY63
Ch.2
68kΩ
510Ω
18kΩ
FILTRE XF 9A
100Ω
47pF
100kΩ
39kΩ
1kΩ
Ch.1
0,47μF
33Ω
50μF
150Ω
+12V
12kΩ
10μF
1,2kΩ
22kΩ
470Ω
Micro
Pot. 10kΩ
Q1 = 8998,5 kHz
Q2 = 9001,5 kHz

Fig. III-47

Un oscillateur cristal A génère une porteuse qui servira essentiellement à être modulée. Cette porteuse est dirigée vers un modulateur équilibré C dont le rôle est : 1° recevoir la basse fréquence d'un ampli BF (B module la porteuse) ; 2° supprimer cette porteuse par des artifices d'équilibre de phases. A la sortie de ce modulateur équilibré, nous trouvons donc deux bandes latérales modulées, mais sans porteuse. Le filtre D dont la place se trouve en général immédiatement après le modulateur équilibré sert alors à supprimer l'une de ces bandes latérales, laissant au choix, à sa sortie, une bande supérieure ou inférieure sans porteuse. En général, l'énergie HF recueillie à la sortie du filtre étant très faible, on le fait suivre d'un amplificateur haute fréquence réglé sur la fréquence de l'oscillation. Cette fréquence ne tombant jamais dans les bandes amateurs, il faut alors la transformer en fréquence utilisable. Pour cela, on mélange le signal sortant du filtre (qui est bien sûr, toujours de l'énergie HF) à un signal en HF pure de fréquence déterminée dont l'addition ou la soustraction donnera une fréquence résultante utilisable. Puis vient l'étage final qui est un amplificateur normal délivrant l'énergie HF dans l'antenne.

L'ensemble du schéma de la figure III-47 constitue tel quel un petit émetteur qui pourrait être utilisé directement. Il a été simplifié pour faire comprendre le système BLU, mais en pratique, il est nécessaire d'ajouter d'autres mélangeurs, d'autres amplificateurs intermédiaires pour amener les faibles voltages à des valeurs suffisantes pour être appliqués sur la grille d'une lampe finale plus importante. Certains systèmes tels que le « VOX » peuvent aussi accessoirement être ajoutés à cet ensemble. Ils permettent les commutations automatiques à « voix » de l'émission à la réception. Nous allons revoir maintenant chaque élément du schéma de la figure III-47 et les circuits généralement employés. Ces explications aideront alors à comprendre la description des ensembles complets qui suivront.

Etude par élément.

Oscillateur.

Pour obtenir une BLU, il faut partir d'une porteuse (utilisable d'ailleurs également pour le trafic en CW). Là, se situe la première complication. En effet, l'habitude a été prise de travailler avec la bande latérale inférieure (BLI) sur les bandes de fréquences basses 80 et 40 m, et avec la bande latérale supérieure (BLS) sur les bandes de fréquences plus élevées. Nous devons donc produire à volonté, soit une BLI, soit une BLS.

Or, nous voulons que la bande latérale produite ait toujours la même fréquence. Comme la fréquence de cette porteuse a un rapport direct avec celle du filtre qui supprimera l'une des bandes latérales, il faut d'abord connaître la fréquence du filtre employé qui est basse (655 kHz) ou haute (de 2 à 9 MHz). Cet oscillateur sera contrôlé par quartz, car la fréquence doit être très stable. Dans le cas d'un filtre 9 MHz, il nous faut donc partir, soit d'une porteuse légèrement inférieure à 9 MHz (pour obtenir la BLI), soit d'une porteuse légèrement inférieure à 9 MHz (pour obtenir la BLS) comme

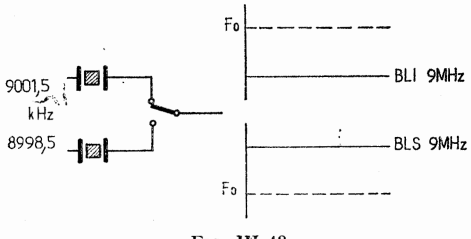


Fig. III-48

indiqué figure III-48. L'oscillateur nécessite donc 2 quartz commutables, l'un de 9001,5 et l'autre de 8998,5 kHz.

Le schéma de principe d'un oscillateur équipé d'un transistor est donné figure III-49.

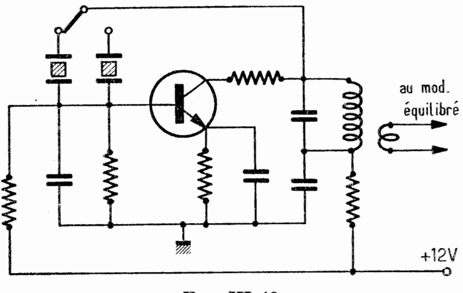


Fig. III-49

Modulateur équilibré.

A la sortie de l'étage oscillateur, le signal attaque le modulateur équilibré, qui supprime aussi totalement que possible la porteuse. Le principe de base est d'introduire la porteuse de manière qu'elle n'apparaisse pas à la sortie mais sans provoquer l'affaiblissement des bandes latérales.

A la sortie d'un modulateur équilibré, on ne trouve aucun signal en l'absence de signal microphonique basse fréquence. Quand on applique le signal BF, on détruit l'équilibre et une des branches conduit plus que l'autre. Le modulateur n'est pas équilibré pour les bandes latérales et celles-ci apparaissent à la sortie.

Dans les modulateurs équilibrés équipés de diodes, celles-ci sont disposées de manière que, présentant la même résistance directe, le signal HF de la porteuse ne puisse atteindre la sortie par aucun des deux chemins possibles. Quand on applique le signal microphonique, celui-ci provoque le déséquilibre du circuit en polarisant les diodes d'une des branches, suivant la polarité instantanée du signal BF ; en conséquence, on trouve à la sortie un signal à double bande latérale avec porteuse pratiquement supprimée.

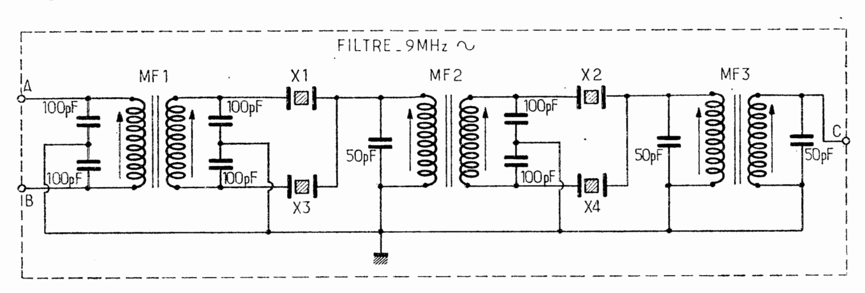


Fig. III-50

Pour tout fonctionnement correct, la tension HF doit être au moins 6 à 8 fois supérieure à la tension de crête du signal BF pour obtenir le minimum de distorsion. Ordinairement, on travaille avec une fraction de volt en BF et plusieurs volts en HF. Les diodes utilisées dans un modulateur équilibré doivent présenter un faible bruit, une faible résistance directe, une haute résistance inverse, une bonne stabilité et convenir à un régime de commutation rapide. Un paramètre important à considérer dans le choix

des diodes est la relation entre résistance inverse et directe. De plus, elles doivent être apairées.

Un modulateur équilibré en anneau qui offre une excellente suppression de porteuse est donné à la figure III-47.

L'équilibre du modulateur se fait à l'aide du potentiomètre 100 Ω et du condensateur ajustable 3/30 pF.

Filtre.

Le même système de production du signal BLU apparaît schématisé sur la figure III-51. Après amplification, le signal issu du modulateur équilibré traverse un filtre passe-bande qui présente une sélectivité suffisante pour admettre une bande latérale et supprimer l'autre. Ce filtre constitue le cœur de l'émetteur. De lui dépend toute la qualité de la BLU transmise. On trouve sur le marché des filtres à quartz 9 MHz. Ceux-ci sont équipés de 2 ou 4 quartz. Un point est très important, les quartz doivent être tous du

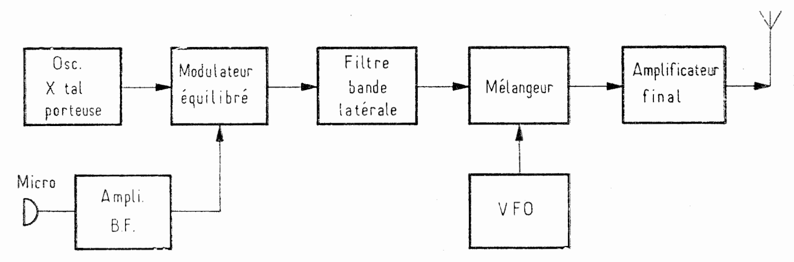


FIG. III-51

même type : c'est-à-dire de même fréquence, de même boîtier, de même type dans la série. Pour le couplage, on utilise des transformateurs FI, accordés pour obtenir la bande passante nécessaire pour le travail en BLU, approximativement 2,8 MHz. La sélectivité dépend en grande partie du nombre de cristaux utilisés dans le circuit ; plus celui-ci est élevé, plus grande sera la pente de la courbe-passante. Les cristaux utilisés dans ces filtres sont de même fréquence que la FI.

La figure III-50 donne le schéma d'un circuit filtre 9 MHz.

Mélangeur et VFO.

Une fois produit, le signal BLU, amplifié, doit être mélangé avec le signal d'un oscillateur local pour produire la fréquence de sortie désirée.

Sur les bandes décamétriques le VFO est réglable de 4,9 à 5,5 MHz. Pour un fonctionnement correct, le mélangeur doit pouvoir convertir les deux signaux à la fréquence somme ou différence désirée sans délivrer de fréquences additionnelles par distorsion d'intermodulation entre les composants du signal. Pour cette raison, il est important d'apporter une grande attention au niveau du signal appliqué au mélangeur et de s'assurer que la sélectivité des étages suivant le mélangeur est suffisante pour atténuer les fréquences indésirables.

Etage exciteur et de sortie.

Très peu de mélangeurs BLU délivrent une puissance suffisante pour exciter correctement un amplificateur de puissance relativement élevé. Il est donc nécessaire d'utiliser un ou plusieurs étages amplificateurs intermédiaires entre le mélangeur et l'étage de puissance.

TABLEAU DES CARACTERISTIQUES DU FILTRE XF9A

Bande passante — 6 dB	2,5 kHz
Ondulation	< 1 dB
Perte d'ins.	< 3 dB
Impédance Rt	500 ohms
Terminale Ct	30 pF
Pente	6 : 50 dB
	1 : 1,7
Sélectivité	> 45 dB

BLU PAR GLISSEMENT DE PHASE (PHASING)

La BLU par glissement de phase offre des avantages non négligeables.

— Possibilité de transmission d'une bande de fréquence assez large pouvant facilement être adaptée aux désirs de l'usager, ce qui permet une modulation d'excellente qualité.

— Réalisation aisée à partir de composants standards de prix peu élevés.

— Mise au point d'apparence facile avec un appareillage simple.

Ce système est basé sur les relations de phase entre porteuse et bande latérale d'un signal modulé. Le fonctionnement, exposé par F3LR dans Radio-Ref est le suivant :

En représentation vectorielle nous pouvons dessiner une « porteuse » par un trait droit tournant autour d'un axe à la cadence de 1 tour par période.

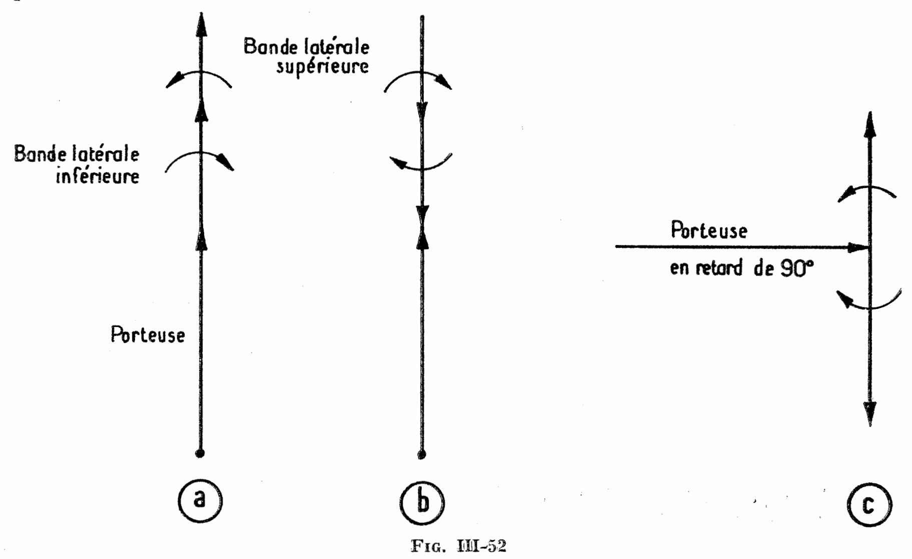


Fig. III-52

Nous pouvons aussi considérer cette porteuse pendant un instant infiniment court ; notre trait sera donc arrêté, dans une position quelconque.

Si nous modulons cette porteuse, nous ajoutons à ce trait, à l'une quelconque de ses extrémités 2 autres traits (les bandes latérales) tournant en sens inverse l'un de l'autre.

A travers toutes les positions occupées par ces bandes on peut en remarquer certaines (fig. III-52) :

1° Les 2 vecteurs BF sont dans le même axe et dans le même sens de la porteuse, correspond à la « pointe » de modulation.

2° Même position mais en opposition avec la porteuse (creux de la modulation).

3° et 4° Ils sont à 90 % de la porteuse, à cet instant en opposition l'un par rapport à l'autre, incidence nulle sur la porteuse.

Considérons maintenant une porteuse que nous divisons en deux parties égales, l'une qui reste dans la position primitive, l'autre que nous décalons de 90° — en représentation vectorielle 1 trait vertical — 1 trait horizontal.

Modulons maintenant ces porteuses avec une BF également divisée et décalée, et arrêtons-nous à l'instant ou les 2 vecteurs sont en phase avec une porteuse. Le vecteur porteuse s'allonge des 2 vecteurs BF.

Au même instant l'autre porteuse reçoit les 2 vecteurs BF décalés cette fois de 90° donc en opposition l'un par rapport à l'autre.

Additionnons ces 2 porteuses modulées : l'un des vecteurs de la 2e porteuse est dans le même sens que ceux existant sur la porteuse n° 1. Ils s'additionnent. L'autre en opposition avec son homologue se retranche. Autrement dit, une bande latérale passe, l'autre est détruite.

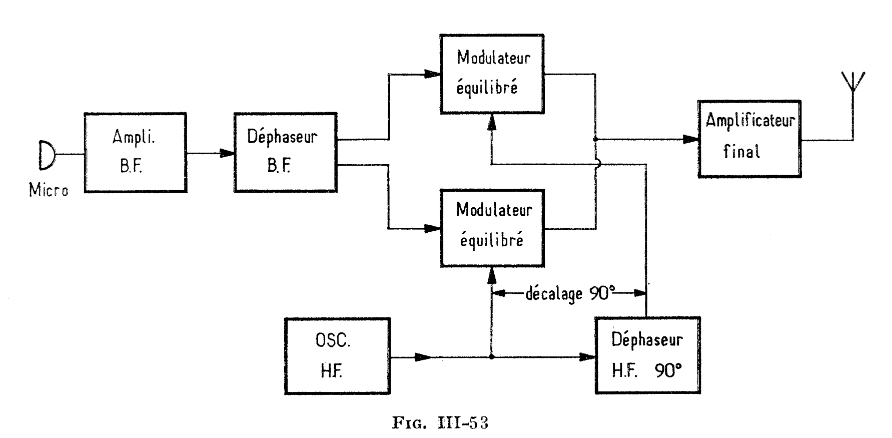


Fig. III-53

Il nous faut donc :

1° Créer 2 porteuses égales entre elles et déphasées de 90° l'une par rapport à l'autre.

2° Créer 2 signaux BF égaux entre eux et déphasés de 90° l'un par rapport à l'autre sur toute la bande BF à reproduire.

Le système de production du signal BLU apparaît schématisé sur la figure III-53.

MODULE EXCITER BLU 9 MHz

La réalisation d'une station SSB (Single Side Band) (BLU en français) présente une certaine complexité, mais elle est largement facilitée par l'utilisation de modules préréglés. Si les amateurs les plus avertis peuvent construire eux-mêmes, en totalité, toutes les parties de leur émetteur, ceux qui ne possèdent pas une technique très approfondie, peuvent se contenter d'assembler les modules pour réaliser leur Tx BLU.

Pour la réalisation de l'émetteur BLU, deux modules préréglés de la série MICS RADIO ont été utilisés. Il s'agit de l'exciter 9 MHz Type E2T pour émetteur seul, sans relais ou E2TR pour transceiver avec l'utilisation du filtre en réception et du VFO de 4,9 à 5,5 MHz.

VFO VU6

Le montage VFO, entièrement transistorisé est enfermé dans un boîtier en aluminium coulé, lui-même enrobé de styrapor, lui assurant une très haute stabilité thermique, d'où une boîte de 110 × 110 × 80 mm. La profondeur totale nécessaire (VFO + cadran) depuis le panneau avant est de 130 mm. Il est équipé d'un démultiplicateur de rapport intérieur 1/2 (démultiplication au bouton 1/6). Le cadran circulaire est en rodhoïd transparent gradué sur 7 gammes amateur. La graduation est faite tous les 5 kHz (rotation 350°).

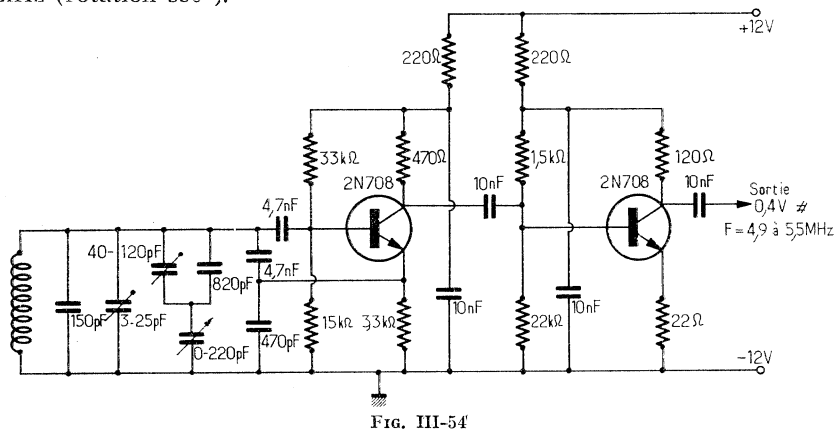


Fig. III-54

Cet oscillateur variable est réglable de 4,9 à 5,5 MHz. Il est utilisé comme oscillateur pour être mélangé dans ce système BLU avec une MF 9 MHz. Equipé de 2 transistors 2N708, il fournit de 250 à 400 mV.

Le schéma en est donné à la figure III-54.

Données techniques.

Tension de sortie : 250 mV avec résistance interne de 100 Ω.

Stabilité de fréquence :

1° mieux que 150 Hz pour échauffement jusqu'à 50°.

2° mieux que 250 Hz/V par instabilité de la tension d'alimentation.

3° mieux que + 5 Hz pour 10 % de variation secteur avec l'alimentation stabilisée préconisée.

Tension d'alimentation : entre 10 et 15 V. Les performances ci-dessus ont été mesurées avec alimentation 12 volts (intensité 6 mA).

Température d'utilisation : 0 à 60 °C.

EXCITER BLU : E2

Le module contient à peu près la moitié de tous les étages de l'émetteur BLU (méthode du filtre). Il est entièrement équipé de transistors NPN et monté sur une platine imprimée en verre époxy de 9 × 11 cm.

Il contient un amplificateur BF dont l'entrée est prévue pour un microphone de 200 ohms. Un oscillateur à quartz crée la porteuse, avec trois fréquences possibles BLI, BLS, CW. Celle-ci avec la BF, est appliquée à un modulateur équilibré à 4 diodes, assurant une excellente suppression de cette porteuse. On obtient deux bandes latérales centrées sur 9 MHz. Un étage amplificateur augmente le signal et l'applique à un filtre à quartz XF9A qui effectue la suppression de la bande latérale non désirée. Un dernier étage amplificateur-séparateur est encore utilisé afin d'éviter les interréactions avec les étages suivants.

Sur le module E2/B, l'utilisation d'un filtre avec forte réjection donne des possibilités très étendues.

Le niveau de sortie est de 300 mV (sur 500 Ω) et l'alimentation s'effectue sous 12 V. Pour réaliser l'émetteur BLU complet, il suffit de faire suivre l'exciteur d'un mélangeur qui, couplé avec le VFO VU6 (4,9 à 5,5 MHz) donne les différentes bandes décamétriques soit directement (3,5 et 14 MHz) soit au moyen d'un nouveau mélange pour les autres bandes (7-21-28 MHz).

Composition : la tension issue du microphone 200 Ω est amplifiée par le transistor BC 108. Le dosage s'effectue à l'aide d'un potentiomètre de 10 kΩ et le signal de sortie est appliqué au modulateur équilibré.

Le transistor BF 115 génère un signal piloté par quartz sur 9 MHz (± 1,5 kHz). Lorsqu'on veut utiliser la bande latérale supérieure, la fréquence du quartz 8998,5 sera calée par le potentiomètre C3 sur le flanc du filtre à — 20 dB. Si l'on veut utiliser la bande inférieure, la fréquence du quartz 9001,5 sera calée de la même façon sur le flanc opposé, à — 20 dB. Pour la télégraphie C_2 sert à placer la fréquence du quartz dans la bande passante du filtre. En CW, le modulateur doit être déséquilibré, évidemment.

La commutation des quartz sur les deux bandes latérales et CW est prévue par un contacteur 3 circuits, 3 positions.

Le modulateur équilibré donne, avec les quatre diodes, un signal comportant les deux bandes latérales avec porteuse supprimée. Un transistor BF 115 amplifie ce signal et l'applique au filtre à quartz. Celui-ci laisse passer la bande latérale désirée et supprime l'autre. A la sortie, le signal BLU est disponible ; mais il est encore amplifié par le transistor BF 233 pour obtenir une sortie 9 MHz (0,3 V sur 500 ohms).

Signalons qu'il existe deux types d'exciter E2 :

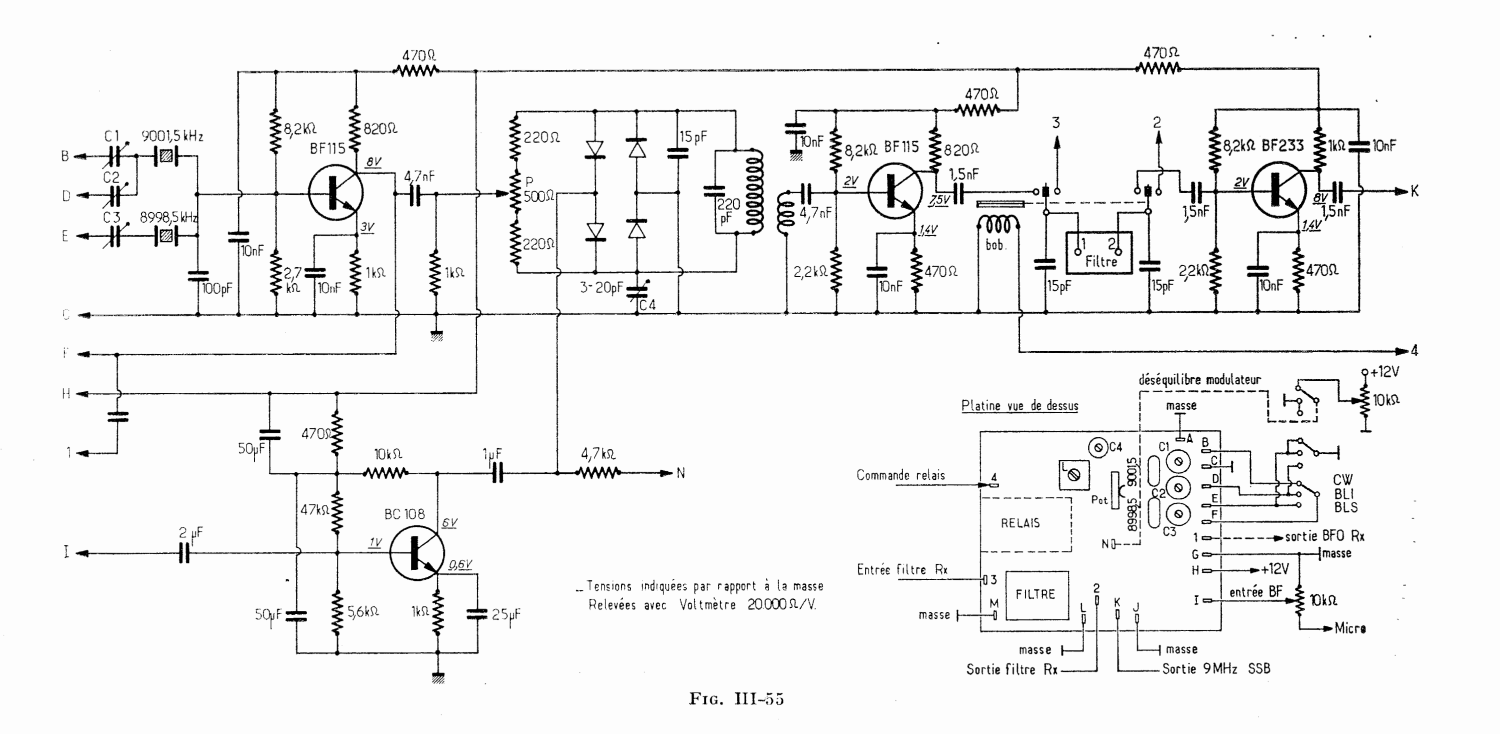
Type E2-T pour émetteur seul, sans relais. Cosses A à N seules. Filtre type 45 dB.

Type E2-TR pour transceiver avec utilisation du filtre en réception. Relais monté, cosses A à N et 1 à 4. Filtre type 80 dB.

Réglages particuliers : ajustage des fréquences des quartz avec C_1 à C_3, équilibre du modulateur par pot. et C_4.

EXCITER BLU A LA PORTEE DE TOUS

Voici une description d'un exciter uniquement réalisé avec des lampes, sauf le VFO. Cette réalisation se caractérise par sa simplicité, un matériel



BF115
BF115
BF233
BC 108
9001,5 kHz
8998,5 kHz
Filtre
bob.
Platine vue de dessus
désequilibre modulateur
Commande relais
Entrée filtre Rx
RELAIS
FILTRE
sortie BFO Rx
entrée BF
Micro
Sortie filtre Rx
Sortie 9MHz SSB
CW
BLI
BLS
_ Tensions indiquées par rapport à la masse
Relevées avec Voltmètre 20000Ω/V.

FIG. III-55

relativement économique et une mise au point accessible au débutant ou à l'OM modestement équipé. (Extrait de *Radio-Ref-Réalisation* F2RG.)

Organisation générale du système.

Dans un but de simplification on se limitera à trois bandes. Cette condition, en fin de compte peu pénalisante pour le trafic, autorise la mise en œuvre d'un seul étage changeur de fréquence et d'un seul quartz. Il nous a semblé raisonnable de choisir 80 m, 20 m et 15 m.

Le diagramme de la figure III-56 montre l'organisation générale adoptée. Il s'agit d'un système « par déphasage » dont on devine la simplicité.

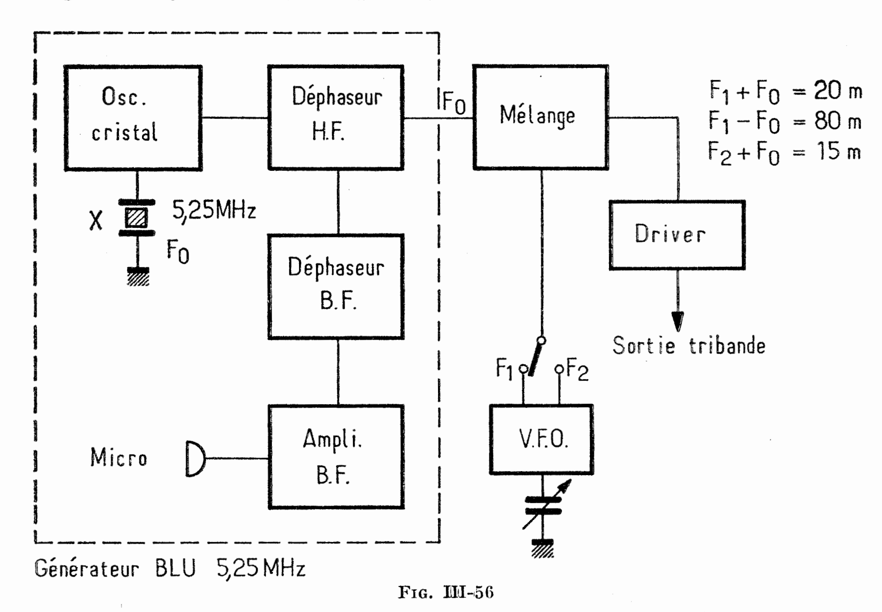


Fig. III-56

A partir d'une BLU générée sur un oscillateur quartz 5,25 MHz (Fo) un VFO travaillant sur F_1 et F_2 permet à l'issue d'un « mélange » de sortir par addition ou soustraction des fréquences une excellente BLU sur les bandes précitées (80, 20 et 15 m). Le tableau ci-après indique la manière dont sont obtenues ces trois bandes de travail par le jeu du mélange de la fréquence quartz/BLU F_o de 5,25 MHz et des deux fréquences VFO/F_1 et F_2 qui sont respectivement de 9,25 MHz à 8,75 MHz et de 17,25 à 17,75 MHz.

On notera donc au passage que l'une des particularités de cette réalisation est de posséder un VFO à deux positions de fréquence : 9,25 MHz pour les bandes 80 et 20 m ; 17,25 MHz pour la bande 15 m.

Combinaison BLU Tribande

	VFO (MHz)	±	Osc. xl BLU (F_o)	Bande de trav.
F_1	9,25 à 8,75	—	5,25 MHz	80 m
F_1	9,25 à 8,75	+	5,25 MHz	20 m
F_2	17,25 à 15,25	+	5,25 MHz	15 m

Considérations générales sur la réalisation.

L'ensemble (alimentation comprise) peut être aisément monté sur un châssis de 40 × 24 cm. Ne pas trop chercher la miniaturisation.

L'implantation étant effectuée on commencera par câbler et « tester » les alimentations. Elles nous seront nécessaires pour la suite des opérations car la règle d'or que l'OM constructeur amateur (je dis bien amateur) devra adopter sera d'essayer et de mettre au point successivement les étages au fur et à mesure de leur réalisation et ceci dans l'ordre indiqué dans la description ci-après.

Alimentation.

Elles sont au nombre de deux. L'une assurant la haute tension et le chauffage filaments, l'autre destinée à l'alimentation du VFO (10 volts) ainsi qu'à la polarisation et excitation du relais.

Tout cela est assez classique. Le schéma de la figure III-57 en indique l'organisation.

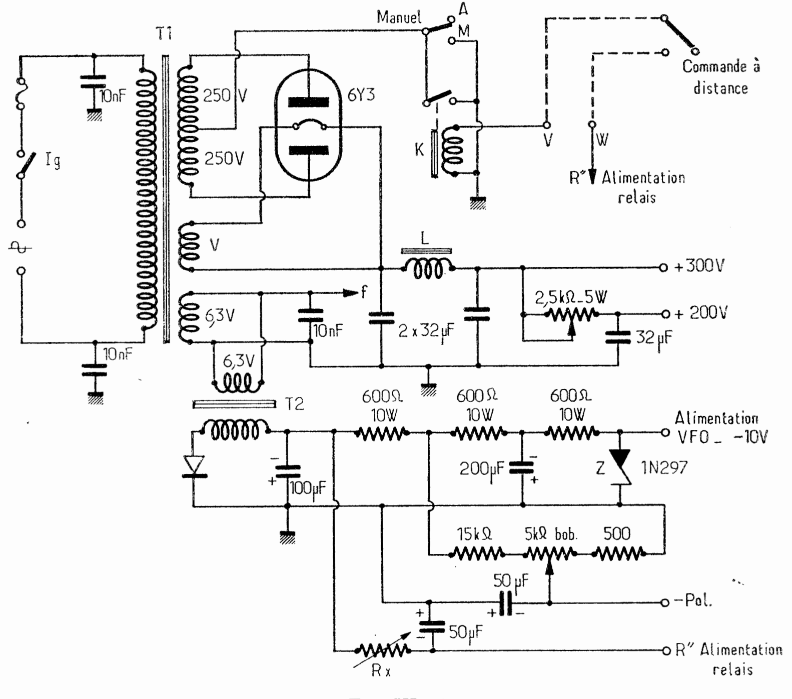


Fig. III-57

On notera simplement :

1° un relais est prévu pour une commande à distance. Ce relais (k) utilisé sera à faible consommation, sa tension sera comprise entre 100 et 12 V, la résistance R_x sera choisie en conséquence.

2° les tensions, de polarisation, d'alimentation, du VFO et du relais sont obtenues à partir d'un vulgaire transfo de chauffage 6,3/110 V utilisé « à

l'envers ». Ces tensions sont en service dès l'enclenchement de l'interrupteur général I_g qui provoque également le chauffage des tubes.

T_1 : 2 × 250 V 110 à 125 mA.

T_2 : chauffage 6,3 V/110 V.

L : self de filtrage 100 mA.

Contrôles : ces alimentations seront contrôlées à vide. Le potentiomètre bobiné de 5 kΩ sera ajusté de façon à obtenir une tension de — 3 V sur la sortie « polarisation ».

On vérifiera la présence d'une tension de — 10 à — 11 V à la sortie « alimentation VFO ».

La commande à distance sera contrôlée par court-circuit de la prise V-W (le relais doit enclencher).

VFO.

Nous avions déjà expérimenté ce montage en pilote 24 MHz et c'est en raison de sa stabilité remarquable que nous l'avons adopté dans cette réalisation (fig. III-58). Le VFO proprement dit est équipé de 2 transistors. 2N706. Il est suivi d'un étage amplificateur EBF80.

Le câblage sera soigné en particulier en ce qui concerne le circuit oscillant commuté par K_1.

Les bobines L_1 et L_2 sont blindées. Le condensateur variable CV est un double cage de 2 × 12 pF (type FM) démultiplié dans l'axe. Une aiguille sera soudée sur l'axe extérieur de commande directe. Ainsi, en entraînant l'axe central démultiplié la lecture de la fréquence pourra s'effectuer sur un cadran situé derrière l'aiguille.

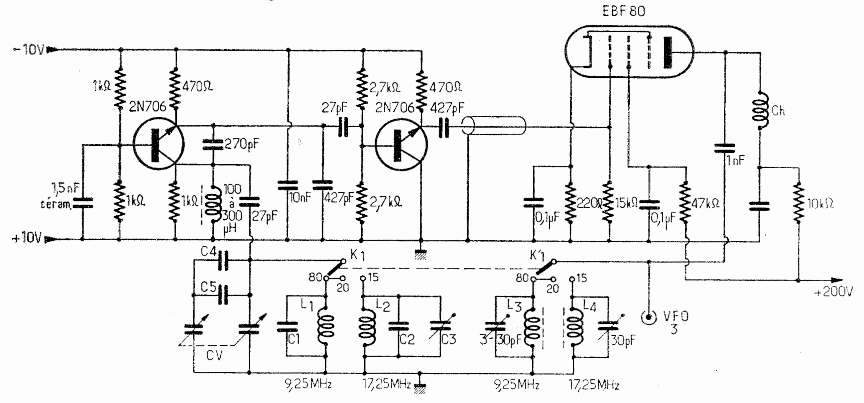


FIG. III-58

Si les caractéristiques des bobinages ainsi que les valeurs des condensateurs (C_1 à C_5) sont bien respectées les gammes doivent être parfaitement couvertes.

Dans le cas où la distance entre le transistor 2N706 et le tube amplificateur EBF80 serait supérieure à 8 cm environ, la liaison devrait s'effectuer comme indiqué sur le schéma au moyen d'un câble coaxial HF 75 ohms.

L_1 : 15 spires espacées du diamètre du fil sur mandrin 31 mm, longueur du bobinage 33 mm.

L_2 : 11 spires 3/4 espacées du diamètre du fil sur mandrin 16 mm ; longueur du bobinage 11 mm.

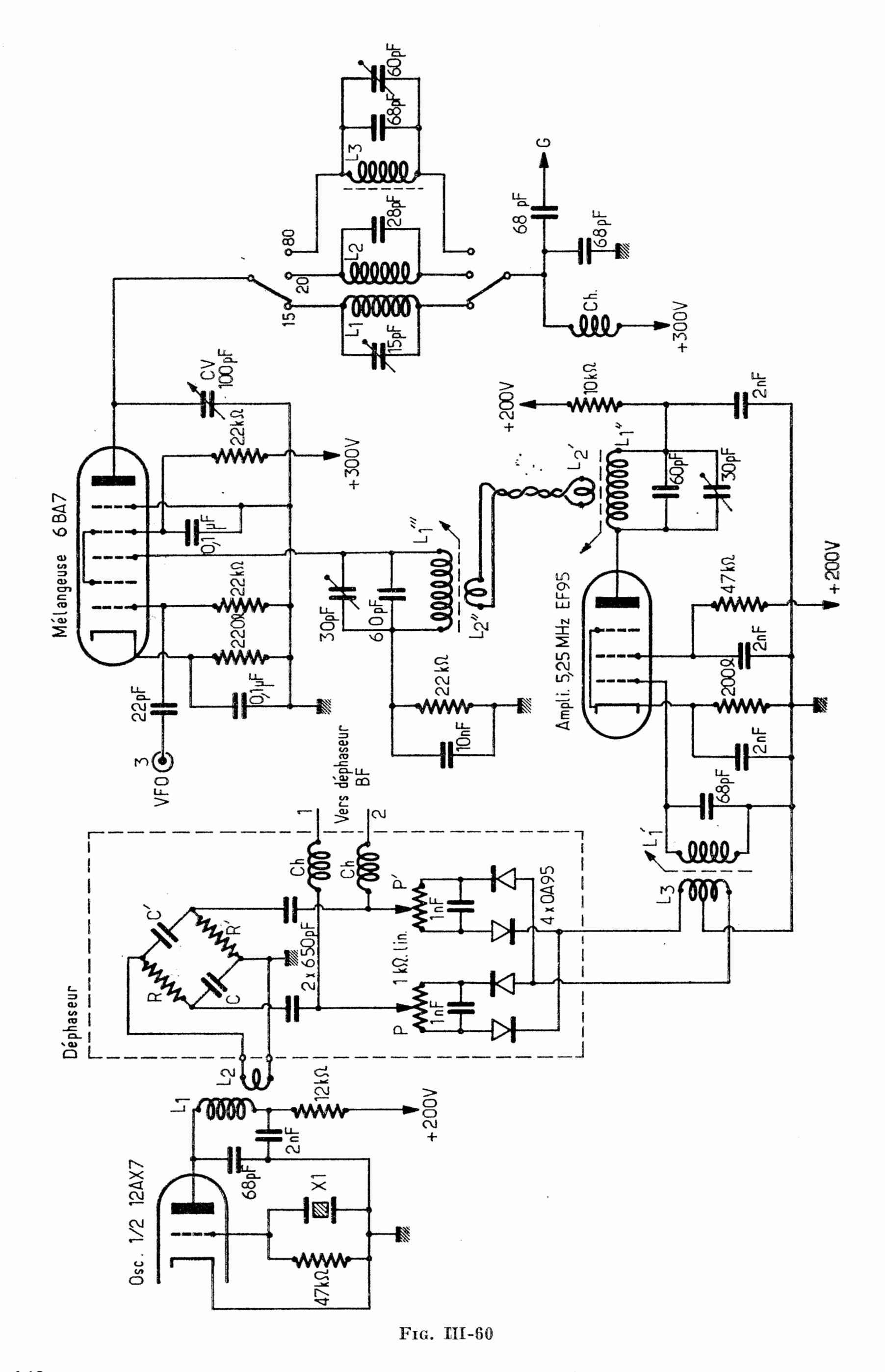

Mélangeuse 6BA7
Ampli. 5,25 MHz EF95
Osc. 1/2 12AX7
Déphaseur
Vers déphaseur BF
VFO
4 x OA95
1 kΩ lin.
2 x 650pF
+300V
+200V

Fig. III-60

Ces bobinages sont blindés.

* : condensateurs mica.

L_3 : 35 spires jointives sur Lipa 8 mm.

L_4 : 20 spires jointives sur Lipa 8 mm.

C_1 : 15 pF mica.

C_2 : 22 pF mica.

C_3 : 3 à 30 pF air (cloche).

C_4 : 5,6 pF céramique.

C_5 : 3,3 pF céramique.

Contrôles et réglages : après vérification du câblage, appliquer la tension — 10 V. Vérifier l'oscillation du VFO sur un récepteur. Les bandes couvertes doivent être de 9,25 à 8,75 MHz et 17,25 à 15,75 MHz. Dans le cas où cela ne serait pas (bobinages non conformes) agir sur les valeurs de C_1 et C_3. Appliquer la haute tension + 200 V.

On ajustera ensuite les circuits oscillants formés de L_3 et L_4 afin d'obtenir sur ces bobines le maximum de HF. Utiliser soit un grid-dip soit un simple contrôleur (microampère) couplé comme indiqué sur la figure III-59.

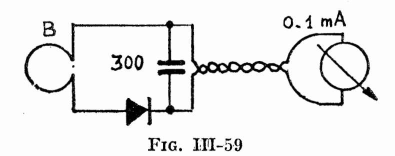


Fig. III-59

Déphaseur HF et mélangeur.

Nous arrivons là sans doute à la partie la plus délicate du montage en raison du soin particulier qui doit être apporté à la réalisation du module déphaseur indiqué entre pointillés sur la figure III-60.

Cet étage se compose donc de :

— un oscillateur quartz 5,25 MHz 1/2 12AX7 ou 5965

— un déphaseur HF suivi de son ampli EF95

— un mélangeur 6BA7.

Le montage et les essais doivent être effectués dans l'ordre indiqué ci-dessous.

X_1 : 5,25 MHz.

L_1 : (5,25 MHz) 70 spires jointives ∅ 8 mm.

L_2 : 2 spires sur L_1 côté froid.

L_3 : 3 spires sur L_1 (point milieu).

Toutes les bobines (5,25 MHz) sont blindées.

Les tubes 12AX7 peuvent être remplacés par des 5965 que l'on trouve aux surplus.

Oscillateur quartz.

Le schéma est classique. La bobine L_1 ainsi d'ailleurs que toutes les autres bobines 5,25 MHz figurant sur cette planche sont identiques. Nous avons adopté des mandrins (du type Lipa) de 8 mm de diamètre et de 40 mm de long logés dans des blindages type MF.

Nota : le second élément 12AX7 sera employé en oscillateur BF de réglage (fig. III-61).

Contrôle et réglages : le VFO étant *mis hors service,* on appliquera le + 200 V à la 1/2 12AX7, la sortie de L_2 connectée à la place de la boucle

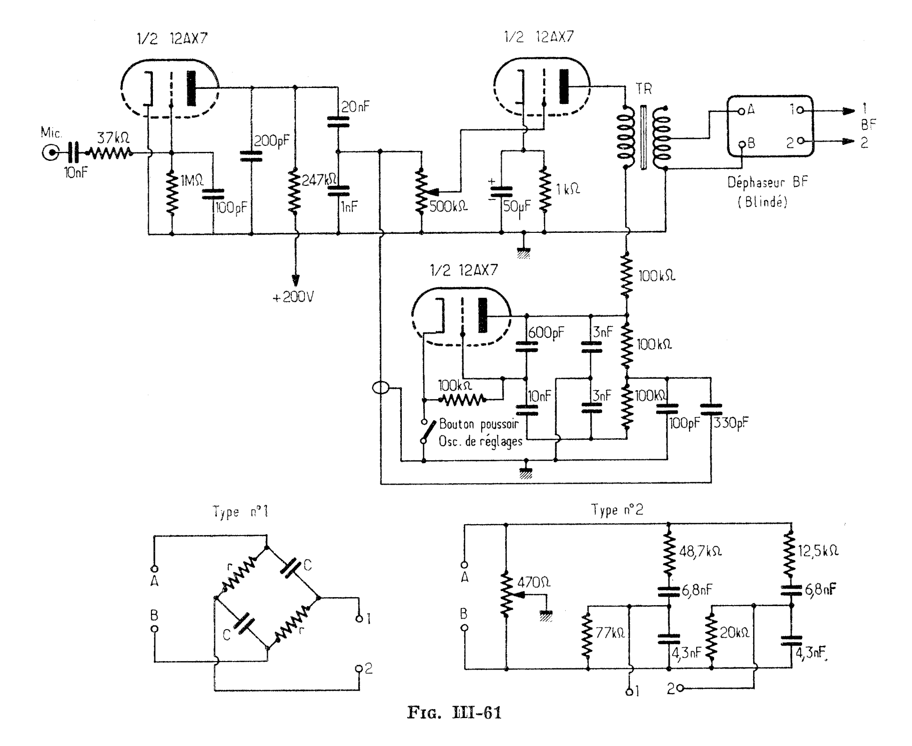


FIG. III-61

de notre contrôleur HF (fig. III-59). On devra vérifier l'oscillation du quartz en jouant sur le noyau de L_1.

Ampli BF déphaseur BF et oscillateur de réglage.

Cet ampli n'appelle aucun commentaire. Il est prévu pour un microphone cristal. Le tube 12AX7 peut être remplacé par des 5965 des surplus. Le transfo TR est un driver pour transistor (Audax TRS9 ou autre).

Deux types de déphaseur BF peuvent être utilisés (fig. III-63). Le type n° 1 a l'avantage de la simplicité. Les résistances r et C seront de bonne qualité et de précision ± 1 %. Le type n° 2 présente l'avantage de conserver un déphasage rigoureux de 90° malgré les variations de la fréquence BF.

Dans la pratique *et pour la parole* cet inconvénient n'apporte pas de troubles sensibles et l'on peut se contenter du type n° 1.

Pour notre part, ces deux déphaseurs montés sur un culot octal dans un *blindage* amovible furent essayés avec satisfaction. Seul l'oscilloscope permet de vérifier la qualité supérieure du type n° 2 qui est naturellement indiscutable.

1er type : R = 1 000 Ω.C = 0,2 µF.

2e type : les condensateurs sont au papier et les résistances ajustées à 1 %.

Oscillateur BF de réglage.

Cet oscillateur permet une génération de BF à 1 000 Hz en vue des réglages (accords) ceci est rendu nécessaire par le fait qu'en absence de

modulation en BLU la porteuse est nulle. Le tube utilisé est le 2e élément triode de la 12AX7 oscillatrice quartz.

Contrôle : en appuyant sur le bouton-poussoir de mise en service, une note de 1 000 Hz environ doit être audible dans le casque. Sa force est réglée par le potentiomètre de 500 kΩ de l'ampli.

Déphaseur HF et ampli 5,25 MHz.

Nous retournons pour cela à la figure III-60. Le module déphaseur HF doit être soigné mais il n'est pas indispensable qu'il soit blindé (il travaille à basse impédance). Aucune économie n'est à faire sur la qualité des composants. Nous avons adopté des condensateurs « précis » au mica. Des condensateurs « Sfernice » PE25 et des résistances à ± 1 %. Les résistances R R' ainsi que les capacités C C' seront sélectionnées et choisies de valeurs rigoureusement égales.

R et R' = 47 ohms.

C et C' = 615 pF (obtenu si utile avec deux capacités de 235 et 380 pF en parallèle).

Les diodes seront des éléments de détection classique type OA95 ou OA85. Les bobines d'arrêt ont une valeur de 2,5 à 3 mH type R100 par exemple (elles peuvent être remplacées par des résistances de 1 500 ohms).

L'amplificateur 5,25 MHz nécessaire à la sortie du déphaseur est équipé d'un tube EF95 ou similaire. Son schéma n'appelle aucun commentaire particulier.

Contrôle et réglages : mettre l'oscillateur quartz et l'ampli (EF95) 5,25 MHz sous tension (VFO et ampli BF hors service). Placer le potentiomètre P du déphaseur HF à fond de course (droite ou gauche) et le potentiomètre P' sensiblement à mi-course.

Brancher la sortie de L'_2 à la place de la boucle de notre contrôleur HF.

Obtenir ainsi le maximum de HF en agissant sur les accords de L'_1 et L''_1. Retoucher si utile L_1.

Jouer maintenant sur le potentiomètre P et l'ajuster au minimum de HF (porteuse) recommencer l'opération de P', la porteuse devra encore diminuer et ainsi de suite jusqu'à ce que le contrôleur soit très voisin de zéro (annulation de porteuse).

Mettre l'ampli BF en service, le potentiomètre au maximum. Une porteuse (HF) doit se manifester sur le contrôleur toujours couplé à L'_2 chaque fois que l'on parle devant le micro ou que l'on met en route l'oscillateur BF. Il est ainsi nécessaire de parfaire les accords des bobines L_1 au maximum de HF. Enfin on contrôlera la qualité de la BLU en recevant cette porteuse sur un récepteur *non saturé* accordé sur 5,25 MHz.

Mélangeur.

Il est maintenant possible de câbler la mélangeuse 6BA7 suivant le schéma de la figure III-60. Ce montage est traditionnel et sans surprise.

Le CO de plaque est un « Pi » commuté pour les bandes 15, 20 et 80 m. Les caractéristiques des selfs L_1, L_2 et L_3 sont données ci-dessous.

15 m L_1 = 9 spires espacées, diamètre 14 mm, long. 14 mm.

20 m L_2 = 13 spires espacées, diamètre 14 mm, long. 15 mm.

80 m L_3 = 46 spires jointives, diamètre 10 mm Lipa.

Réglage : mettre en service le VFO, oscillateur quartz, déphaseur mélangeuse et oscillateur BF de réglage.

VFO positionné sur 9,25 MHz.

Mélangeuse positionnée sur 80 m.

Coupler la boucle du contrôleur HF sur L_3. Rechercher une déviation de l'aiguille en jouant sur CV et l'ajustable de 60 pF.

Accorder L'''_1 en agissant sur son noyau ainsi que sur l'ajustable de 30 pF (à l'accord on passe par un maximum de HF sur le contrôleur).

Couper l'oscillateur BF de réglage, la HF doit *disparaître.* Si ce n'est pas le cas, retoucher aux réglages des potentiomètres du déphaseur HF (P et P').

Recommencer l'opération pour les gammes 20 et 15 m (en se souvenant que pour 15 m le VFO doit être positionné sur 17,25 MHz. Contrôler la qualité de la BLU sur un récepteur *non saturé.*

Etage driver (fig. III-62).

Après un certain nombre d'essais portant sur divers tubes nous avons adopté un 6CL6 qui offre une grande stabilité de fonctionnement et évite tout problème de neutrodynage. La puissance délivrée est suffisante pour attaquer un PA équipé de deux tubes 6146B en parallèle ce qui est déjà très satisfaisant.

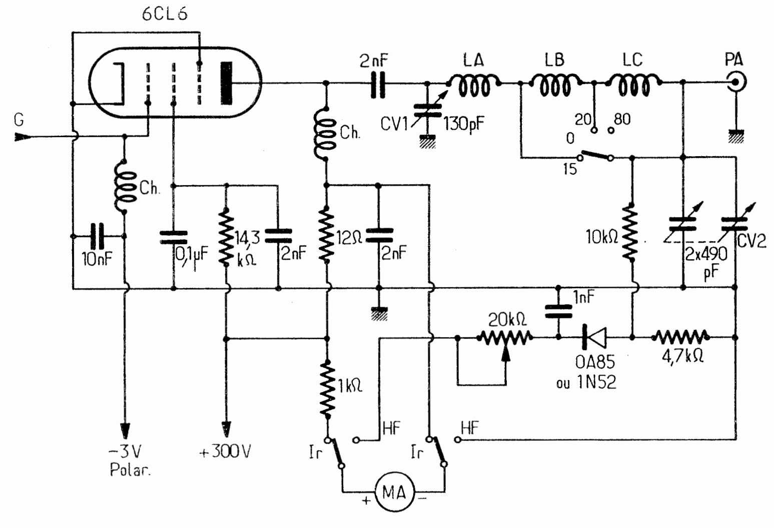


Fig. III-62

La sortie s'effectue également sur un circuit en « pi » dont la self est bobinée sur un seul mandrin de 38 mm de diamètre. Les caractéristiques en sont données figure III-64.

Réglages : l'ensemble étant alimenté et le potentiomètre du modulateur à zéro ajuster la polarisation du tube 6CL6 à — 3 V en jouant sur le potentiomètre de 10 kΩ du module alimentation.

Charger le driver au moyen d'une ampoule d'éclairage 220 V 25 W sur la sortie PA.

Positionner le milliampèremètre de contrôle mA sur position HF.

Coupler éventuellement votre contrôleur HF sur la boucle du driver.

Positionner le système sur la bande 80 m.

Placer au maximum le potentiomètre de l'ampli BF et actionner l'oscillateur de réglage BF.

En agissant sur les condensateurs du « pi » CV_1 et CV_2 vous devez obtenir une déviation du contrôleur HF puis du milli de contrôle mA enfin l'allumage de la lampe de charge.

Coupez l'oscillateur de réglage BF, la HF doit disparaître (lampe éteinte, milli mA à zéro).

Recommencer l'expérience en parlant devant le micro. Contrôler votre modulation sur un récepteur.

Enfin, en usant du modulateur BF il vous sera possible de reprendre les différents accords précédents afin d'obtenir le maximum de HF sur le driver.

Recommencer l'opération sur les autres bandes en jouant sur le CV du mélangeur 6BA7 ainsi que CV_1 et CV_2 du driver 6CL6. Retoucher éventuellement aux potentiomètres P et P' du déphaseur HF afin de supprimer toute porteuse *en l'absence de modulation.*

La puissance fournie par la 6CL6 est suffisante pour vous faire contrôler par quelques stations locales. Il suffira de connecter un doublet accordé sur la sortie PA et faire l'accord au maximum de HF, ou minimum I_p sur mA (oscillateur BF en fonctionnement).

L_A : 4 tours 1/2 ∅ 38 longueur 13 mm.

L_B : 3 tours ∅ 38 mm longueur 11 mm.

L_C : 27 tours ∅ 38 mm longueur 27 mm (spires jointives).

Notes sur le PA employé.

Il s'agit d'un montage équipé de deux 6146B en parallèle.

Nous indiquerons simplement ci-dessous les conditions de fonctionnement de cet étage soit en classe AB1 c'est-à-dire en ampli linéaire.

Tension plaque 600 V obtenue par un transfo d'ampli du commerce 2 × 300 V associé à un redresseur en pont.

Tension écran 200 *V* sur le même transfo (prise point milieu 300 V) ramenée à 200 V par cellule de filtrage.

Tension de polarisation grille — 50 V obtenue par transfo séparé.

Dans ces conditions le débit plaque au repos c'est-à-dire en l'absence de modulation doit être voisin de 25 mA pour passer à 225 mA en pointe de modulation (pour un seul tube ces débits sont naturellement réduits de moitié).

EXCITER SSB 9 MHz AVEC CLIPPER HF

Il y a quelques années, quand on utilisait la modulation d'amplitude, le clipper BF, qui avait pour rôle d'augmenter la puissance moyenne de la parole, eut un certain succès.

Son fonctionnement est simple : le signal BF passe à travers deux diodes qui « coupent » les pointes ; on augmente ainsi la puissance moyenne de la voix, autrement dit le « talk power ». Après les deux diodes, on dispose un filtre qui élimine, en portée, les harmoniques générés par le clipping. L'élimination n'est pas totale et il en résulte une moindre intelligibilité. C'est pourquoi il n'est pas possible de pousser à fond le niveau de clipping.

Aujourd'hui la SSB a complètement supplanté l'AM et le clipper sur la BF est encore moins applicable. Aussi a-t-on pensé à l'utiliser sur le signal HF, c'est-à-dire qu'on génère le signal SSB, et on l'envoie ensuite sur deux diodes qui écrêtent les pointes ; ensuite le signal est envoyé à un second filtre qui supprime les fréquences indésirables ; par exemple, si on coupe

un signal à 9 MHz, le second harmonique (18 MHz) est faiblement éliminé. A la différence avec le clipper sur BF, il est possible avec ce système de pousser à fond le niveau de clipping ; ainsi 20 dB de clipping donnent une distorsion négligeable.

Examinons le schéma blocs d'un exciter 9 MHz avec clipper HF (fig. III-63). Le signal BF et le signal HF de la porteuse sont envoyés à un démodulateur équilibré qui procède à la suppression de la porteuse. Le signal DSB ainsi obtenu passe dans un filtre à cristal qui élimine une bande latérale ; nous avons ainsi un signal SSB qui est successivement amplifié dans un étage à amplification variable. Jusque-là l'exciter ne diffère pas

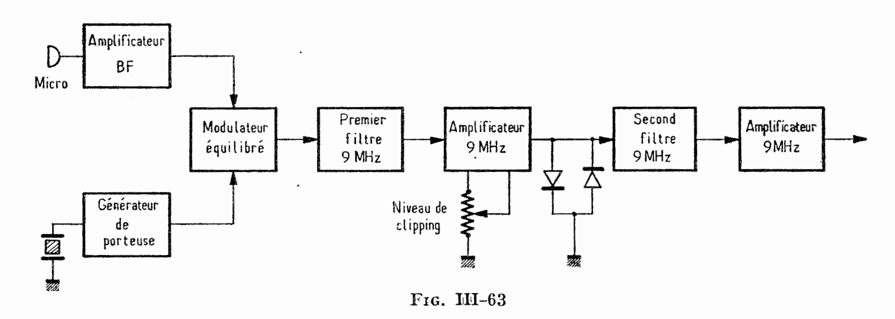


Fig. III-63

d'un exciter normal tel qu'on le rencontre dans un TX commercial. Cependant le signal SSB alimente deux diodes qui coupent plus ou moins les pointes du signal amplifié par l'étage précédent. Succède un second filtre 9 MHz (qui doit être identique au premier), qui procède à l'alimentation des fréquences parasites et on procède enfin à une nouvelle amplification pour avoir à la sortie une tension de 2 V.

Composants et construction.

Les semiconducteurs adoptés sont de types très courants et de faible coût. Même les FET BF245 sont facilement disponibles, ils sont à peu près identiques aux TIS34 que l'on peut utiliser à leur place.

Les circuits accordés à 9 MHz sont des MF à 10,7 MHz pour modulation de fréquence à deux enroulements auxquels il suffit d'ajouter quelques picofarads pour les amener à 9 MHz. Pour ce qui concerne les deux filtres à cristal, il faut bien préciser que ceux-ci doivent être identiques. Cependant, ils sont vendus avec une certaine tolérance de fréquence. Si la différence entre le premier et le second est faible (une centaine de cycles) il n'y a aucun inconvénient. Dans le cas où il serait difficile de trouver deux filtres presque identiques, prendre le second filtre avec une bande passante légèrement plus large que celle du premier. Dans cette réalisation on a utilisé pour le premier filtre un XF-9A d'origine allemande (bande passante 2,5 kHz) et pour le second un filtre américain Mc Coy Silver Sentinel (bande passante 2,8 kHz).

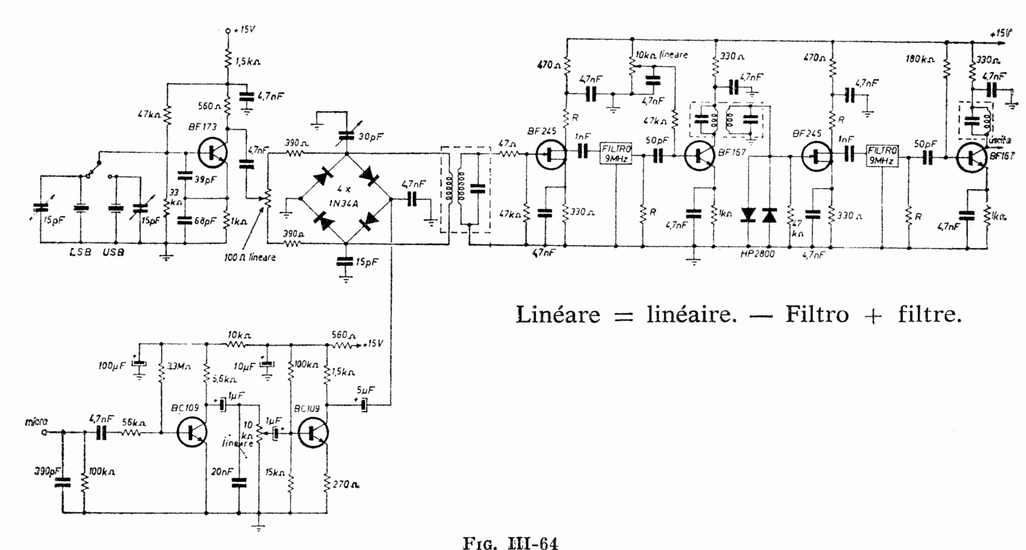
La disposition des différents éléments sur le châssis ne présente rien de particulier.

Description du circuit fig. III-64).

L'amplificateur BF doit posséder un faible bruit du fait que le clipper renforce un éventuel bruit de fond. Pour cette raison le courant du premier transistor est seulement d'un demi milliampère, et naturellement les connexions devront être très courtes.

L'impédance d'entrée convient bien pour un microphone à cristal à haute impédance. Sur le schéma, on note que la résistance d'émetteur du second BC109 n'est pas shuntée par un condensateur afin de minimiser l'amplification ; comme on le verra plus loin, pour la mise au point, le signal BF doit être très bas pour ne pas surcharger le modulateur équilibré.

La construction de l'étage générateur des deux porteuses doit être très soignée car de lui dépend la stabilité du signal. Les deux trimmers en parallèle sur les quartz servent à déplacer les deux porteuses sur le flanc du filtre de manière à obtenir une bonne modulation compatible avec une bonne suppression de la porteuse et de la bande latérale. En effet, ces deux dernière conditions sont nécessaires avec le clipper HF.



Linéare = linéaire. — Filtro + filtre.

FIG. III-64

Le modulateur équilibré est du type à anneau. Les quatre diodes 1N34A devront être apairées. Il est plus important que soient égales leurs résistances directes. En ce qui concerne les résistances inverses, il est seulement nécessaire qu'elles soient suffisamment élevées. Les deux réglages pour améliorer la suppression de la porteuse sont le potentiomètre et le trimmer de 30 pF.

Pour coupler le signal DSB qui sort du modulateur équilibré au FET, on utilise, comme nous l'avons déjà dit, un transformateur moyenne fréquence FM ; on supprime un enroulement et à sa place, on dispose un link de trois spires à deux millimètres du côté froid de l'autre enroulement.

Le FET fonctionne comme adaptateur d'impédance.

La résistance de drain, marquée R, varie selon le filtre utilisé ; elle est de l'ordre de 600 Ω et la même résistance doit être branchée à la sortie du filtre. Les FET présentent de grandes différences dans leurs caractéristiques ; aussi peut-il être nécessaire de modifier la résistance entre source et masse de manière à avoir un volt environ entre ces deux électrodes.

Nous avons ainsi obtenu le signal SSB qui est ensuite amplifié par un BF167 dont l'amplification peut varier au moyen du potentiomètre sur la base. Celui-ci est maximum quand le courant de collecteur est d'environ

4 mA, et dans ces conditions, le niveau de clipping sera maximum. Le filtre de bande sur le collecteur est de nouveau un transformateur MF pour FM.

Les deux diodes qui écrêtent le signal peuvent être les mêmes que celles utilisées pour le modulateur équilibré; ici, on a employé deux diodes HP2 800 qui coupent les pointes d'une manière plus nette.

Le signal ainsi écrêté passe alors dans un autre FET qui remplit la même fonction que le précédent. On trouve ensuite le second filtre 9 MHz, et un dernier étage amplificateur BF 167. Dans le circuit collecteur, on trouve un autre transformateur MF pour FM dont on utilise un seul enroulement.

Mise au point.

On commence par la basse fréquence. Avec un casque branché à la sortie de l'amplificateur BF, on vérifie si le bruit de fond est assez bas. En parlant devant le microphone, on contrôle si la modulation est bonne. Il ne doit pas y avoir de problèmes de distorsion puisque le niveau de sortie BF est faible. A ce propos, réglons immédiatement ce niveau de basse fréquence. En parlant devant le microphone et avec un contrôleur BF à la sortie du second BC109, on tourne le potentiomètre pour ne pas avoir plus de 0,1 V basse fréquence. Ce niveau BF doit en effet être environ 10 fois plus petit que celui de la porteuse. Autrement dit la tension HF à l'entrée du modulateur équilibré devra être de un volt environ. Ce rapport entre basse fréquence et porteuse est nécessaire pour avoir, à la sortie du modulateur équilibré, une DSB de qualité.

On règle alors pour le maximum les différents circuits accordés à 9 MHz (ces circuits auront déjà été tarés approximativement avec un grid-dipmeter). Pour cela, il est nécessaire de brancher un voltmètre électronique avec sonde HF sur le collecteur du dernier transistor. Pour avoir un signal appréciable à la sortie, il est nécessaire de déséquilibrer le modulateur équilibré (potentiomètre tout à droite ou tout à gauche) et commuter sur USB avec trimmer tout ouvert (ou sur LSB avec trimmer entièrement fermé).

On procède alors à la suppression de la porteuse. Toujours avec la sonde HF sur le dernier transistor, on manœuvre alternativement le potentiomètre et le trimmer du modulateur équilibré ; cette opération sera répétée plusieurs fois jusqu'à ce que le voltmètre soit à zéro. Rappelons que la mise à zéro s'effectue toujours dans cet ordre : d'abord le potentiomètre, ensuite le trimmer, à nouveau le potentiomètre et ainsi de suite.

Il reste encore à faire les réglages des flancs de la bande passante du filtre. Comme ceci dépend de la voix de l'opérateur, il est bon d'effectuer cette opération en écoutant sa propre modulation sur un récepteur qui peut recevoir le 9 MHz. Plaçons-nous en USB avec le trimmer fermé ; si la modulation est trop aiguë, l'ouvrir très lentement jusqu'à ce que la modulation soit agréable. Pour la LSB, on procède d'une manière analogue, mais en commençant avec le trimmer entièrement ouvert.

Résultats : L'utilisation de ce dispositif apporte une amélioration dans l'intelligibilité du signal de 8 à 9 dB, et on observe un gain de 10 à 11 dB du rapport entre puissance moyenne et puissance PEP. Quand un QSO n'offre pas de difficulté, il est bon de couper le clipper. Quand au contraire, le correspondant copie mal, on met le clipper en circuit et la compréhensibilité devient meilleure.

Ce dispositif peut être appliqué aux appareils dejà existants. Pour ceux qui voudraient construire cet exciter sans clipper, il est évident qu'il faut s'arrêter au premier étage amplificateur 9 MHz.

Sur le circuit de la figure III-64 toutes les résistances sont de 1/2 W ; les condensateurs sont du type céramique exceptés ceux inférieurs à 100 pF qui sont au mica.

ETAGE FINAL D'EMETTEUR TRANSISTORISE (14 MHz) DE FAIBLE PUISSANCE

Cet émetteur est destiné à être attaqué par un signal SSB de 200 mW et il a été réalisé à partir de composants courants et bon marché. Pour un courant de repos total de 150 mA, la consommation en crête de modulation est de 450 mA, ce qui se traduit par une puissance porteuse d'environ 6 W. C'est dire qu'il a été possible de réaliser de nombreuses liaisons non seulement avec l'Europe mais encore avec des pays d'outre-mer comme l'Angola, le Brésil, les U.S.A. et le Canada avec de bons reports sur une simple antenne ground-plane monobande, bien réglée.

L'amplificateur comprend 3 étages (fig. III-65). Les circuits accordés intermédiaires présentent une bande passante de 500 kHz et leur couplage introduit une excellente réjection des composantes autres que la fréquence de travail.

T_1 - T_2 sont des BFY40 et T_3 un BD107 ou BDY16/B.

L_1 = 12 spires, prise à 4 spires, côté froid.

L_2 = 6 spires, bobinées à 2 mm du sommet de L_1.

L_3 = identique à L_1.

L_4 = 5 spires, bobinées à 2 mm du sommet de L_3.

Les mandrins utilisés sont des Lipa de 6 mm de diamètre à noyau ferrite et le fil du 3/10 mm émaillé, spires jointives.

L_5 = 10 spires, fil argenté de 15/10 mm, diamètre intérieur : 16 mm. Longueur totale 22 mm. Prise collecteur à 2,5 spires. Prise antenne à 3,5 spires, côté froid.

Tous les transistors sont munis d'un refroidisseur approprié à ailettes. La mise au point se résume à l'accord de L_1, L_3, L_5 pour un niveau de sortie maximum aux environs de 14,2 MHz.

Nous laissons à nos lecteurs le soin d'imaginer le circuit imprimé qui pourra utilement recevoir les éléments en un montage compact et de dimensions très réduites (fig. III-66).

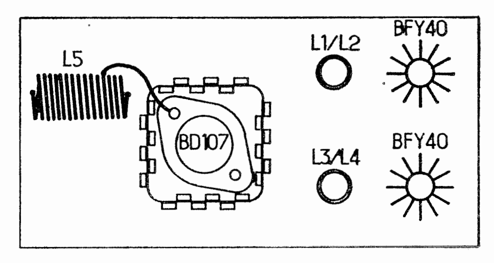


FIG. III-66

EMETTEUR BLU POUR 14, 21 ET 28 MHz

Il s'agit d'un émetteur simple, d'une puissance moyenne, fonctionnant uniquement sur les bandes 14, 21 et 28 MHz. Entièrement transistorisé, il comporte un modulateur équilibré suivi d'un filtre à quartz. Le modulateur est équipé de 3 transistors AC125. Le transistor d'entrée est monté collecteur commun de façon à élever l'impédance d'entrée et de ce fait pouvoir être attaqué par un microphone cristal. Le montage de cet amplificateur se fait à couplage direct, la sortie sur émetteur présente une basse impédance pour l'attaque du modulateur équilibré.

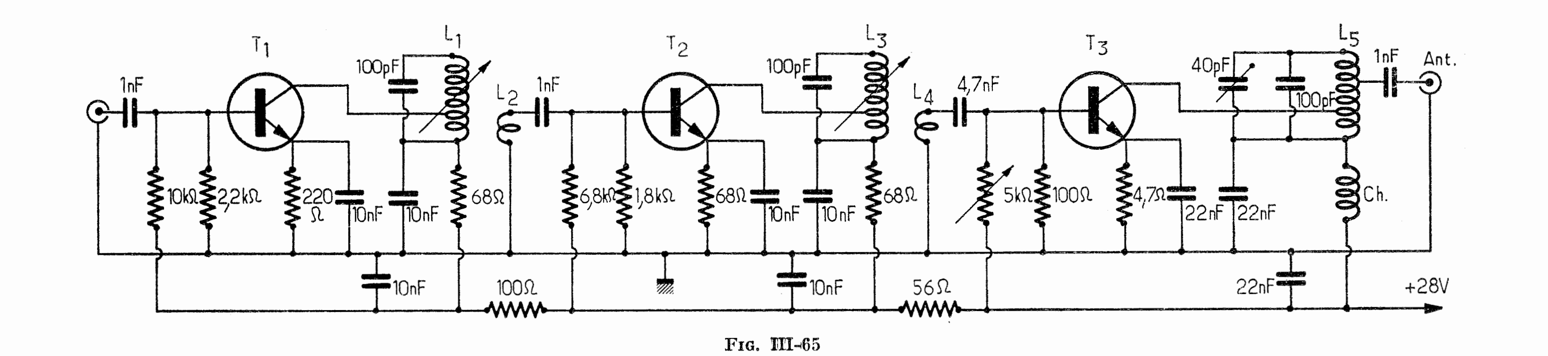

T1
T2
T3
L1
L2
L3
L4
L5
1nF
10kΩ
2,2kΩ
220 Ω
10nF
100pF
68Ω
100Ω
6,8kΩ
1,8kΩ
56Ω
4,7nF
5kΩ
4,7Ω
22nF
40pF
Ch.
Ant.
+28V

Fig. III-65

Le modulateur équilibré comprend un potentiomètre graphite, 2 diodes et un transformateur bifilaire. Ce dernier est composé sur noyau d'un enroulement que l'on accordera au moyen des 2 capacités de division côté secondaire, sur la fréquence de l'oscillateur ; bien isoler, puis bobiner 2 × 15 tours bifilaires de façon à équilibrer les enroulements.

La fréquence choisie est de 7773,333 kHz. L'expérience a montré qu'une fréquence située entre 8 et 9 MHz aurait été préférable. L'oscillateur est un Pierce, le pont de condensateurs de réaction place la fréquence d'oscillation au flanc inférieur du filtre à quartz.

L'amplificateur BLU est classique. Les prises sur les bobinages se situent au tiers à partir de la base (fig. III-67).

Le VFO.

Le VFO est réalisé à partir d'un tuner UHF de télévision hors d'usage, dont il n'a été conservé que le boîtier, le condensateur variable triple et les condensateurs « by-pass » d'alimentation. Chaque compartiment comprend tous les éléments de l'oscillateur à savoir : bobinages, transistors, résistances et capacités de façon à n'avoir aucune commutation sur les circuits oscillants. Le changement de bande se fait par commutation de l'alimentation et de la sortie. Les condensateurs variables sont shuntés par des capacités au mica de 68 pF et céramique de 22 pF à coefficient de température négatif.

Amplificateur de VFO

Le transistor d'entrée est monté en collecteur commun de façon à augmenter l'impédance d'entrée ce qui abaisse la valeur de la capacité de couplage à 4,7 pF. Le second transistor est monté apériodique d'une façon très classique.

Amplificateur linéaire

Cette partie n'appelle aucune remarque particulière. Le montage est réalisé en câblage très court, cloisonné et découplé. On a utilisé la classe AB qui, si elle admet un courant de repos plus élevé que la classe B, est plus stable et n'a pas la fâcheuse tendance à glisser vers la classe C amenant alors la distorsion inévitable de la classe C.

Alimentation

Elle est réalisée à partir d'un transformateur de réception de télévision, la haute tension étant 2 × 250 V - 250 mA. Après avoir débobiné les enroulements de chauffage (tubes et valve) on réalise les enroulement suivants :

2 × 14 V pour l'alimentation des transistors.

6,3 V pour le chauffage des tubes.

2 × 2,5 V + 5 V pour le chauffage de 4 valves 816 montées en pont.

Après filtrage on obtient 650 V (point F) entre extrémités du pont et, entre point milieu du transformateur et masse existe la tension de 300 V nécessaire au tube 12BY7 et à l'écran du tube EL502 (point D).

La tension de polarisation est stabilisée à 80 V par une lampe au néon.

Les transistors sont alimentés en 13,5 V (points A-B-C), par un système stabilisé équipé d'un transistor AC132 ballast, AC125 amplificateur, AC125 comparateur avec diode zéner dans l'émetteur, montage tout à fait classique.

Le relais de commutation d'antenne est alimenté en 6 V redressé par diode silicium à partir du circuit de chauffage (point G).

Il convient d'insister sur la stabilisation parfaite de la tension d'alimentation des transistors le principal ennui provenant de la détection par les diodes zener de la HF, ce qui apporte des perturbations au fonctionnement de l'émetteur. Avec cet émetteur on a pu contacter de nombreuses stations, en DX-expédition.

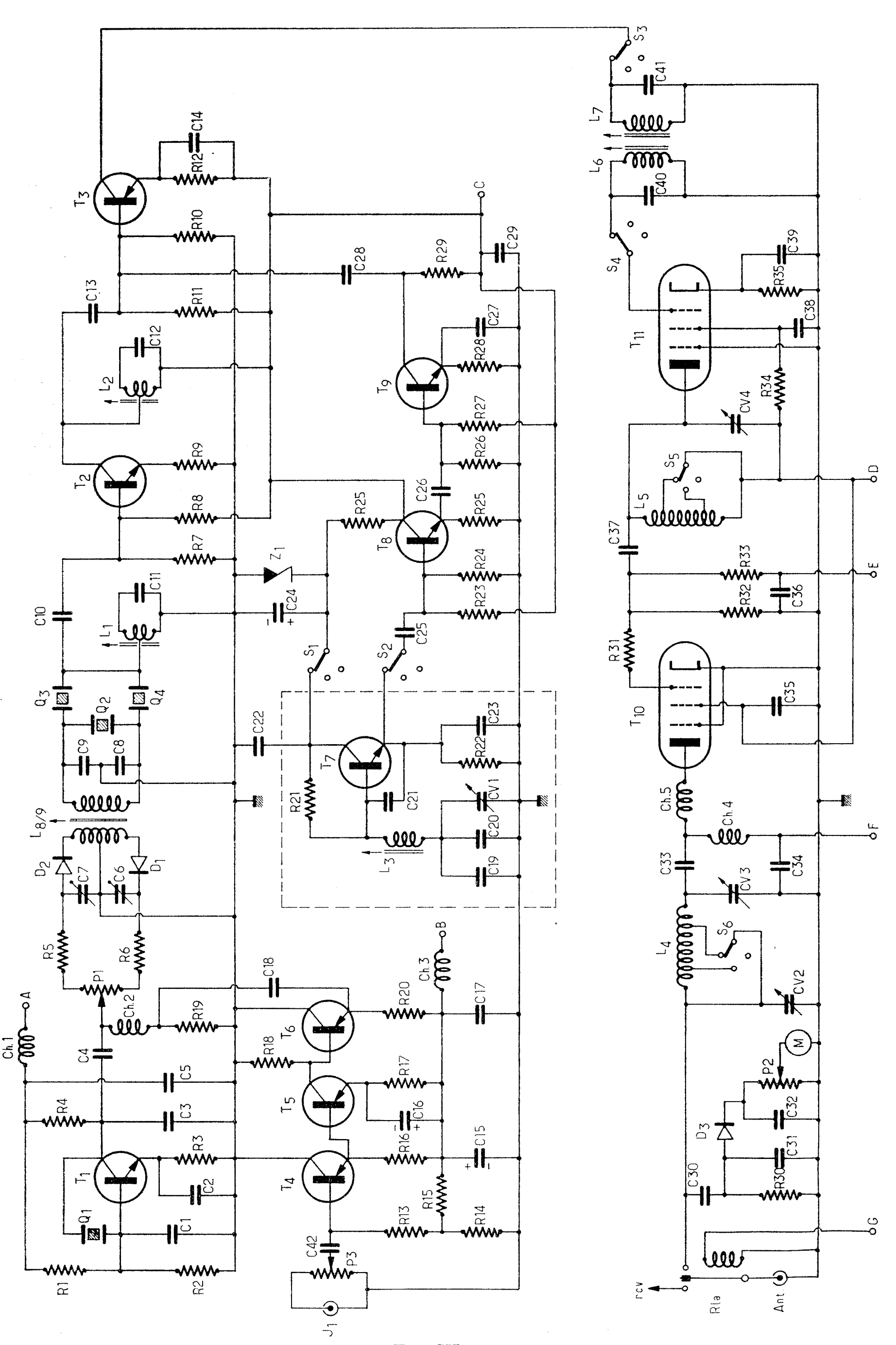


Fig. III-67

T_1, T_2, T_7, T_8, T_9 : 2N706 ou 2N708
T_3 : 2N706
T_4, T_5, T_6 : AC125
T_{10} : EL502
T_{11} : 12BY7
D_1, D_2 : 1N34 apairées
D_3 : 1N34
Z_1 : zener 9,1 V
Q_1 : quartz FT243, 7773,333 + 0 kHz
Q_2 : quartz FT243, 7773,333 + 0,200 kHz
Q_3 : quartz FT243, 7773,333 + 0,100 kHz
Fréquence marquée sur boîtier : 7773,333 à essayer successivement et placer dans cet ordre de fréquence.
Q_4 : quartz FT243, 7775 kHz
C_1, C_3, C_{13}, C_{26}, C_{28} : 100 pF
C_2, C_5, C_{14}, C_{17}, C_{27}, C_{29}, C_{32}, C_{35}, C_{36},
C_{38}, C_{39}, C_{42} : 10 nF
C_4, C_{10} : 30 pF
C_6, C_7 : ajustable piston 5-25 pF
C_8, C_9 : 68 pF mica 2 %
C_{11}, C_{12}, C_{31} : 55 pF
C_{15}, C_{16} : 50 µF, 12 V
C_{18} : 2 µF, 12 V
C_{19} : 22 pF coefficient de température négatif
C_{20} : 68 pF mica
CV_1 : condensateur variable du tuner
$C_{19-20}CV_1$: condensateurs d'étalement de la bande. A revoir suivant capacité du tuner.
C_{21} : 180 pF
C_{23} : 1 000 pF
C_{22} : By-pass existant sur tuner
C_{24} : 100 µF, 12 V
C_{25} : 4,7 pF
C_{30} : 15 pF
C_{33}, C_{34} : 1 000 pF mica 2 500 V
C_{37} : 25 pF
C_{40}, C_{41} : de 25 à 50 pF : à déterminer en fonction des bobinages
R_1, R_{11}, R_{14}, R_{24} : 10 kΩ
R_2, R_{10}, R_{16}, R_{17}, R_{18}, R_{20} : 2,7 kΩ
R_3, R_{12} : 220 Ω
R_4, R_{29} : 560 Ω
R_5, R_6 : 470 Ω
R_7, R_{22}, R_{25}, R_{26} : 1,5 kΩ
R_8, R_{21}, R_{27} : 22 kΩ
R_9, R_{31} : 15 Ω
R_{13}, R_{15}, R_{25} : 33 kΩ
R_{19} : 3,3 kΩ

R_{28} : 100 Ω
R_{30} : 330 kΩ
R_{32}, R_{33} : 33 kΩ 2 W
R_{34} : 56 kΩ 2 W
R_{35} : 180 Ω 2 W
P_1, P_2 : potentiomètre linéaire 600 Ω
P_3 : potentiomètre 250 kΩ
C_1, Ch_2, Ch_3 : bobines de choc constituées par un enroulement de transfo MF 455 kHz sans noyau monté avec une résistance formant support.
Ch_4 : bobines de choc d'anode du tube de puissance
Ch_5 : bobines de choc VHF, 8 tours de fil 8/10 ∅ 10 mm au ras de la cosse de plaque.
L_8, L_9 : voir texte.
L_1, L_2 à accorder sur 7774 kHz mandrin Lipa de 8 avec noyau.
L_3, L'_3, L''_3 : bobines du VFO. A déterminer suivant possibilités
Fréquences :
bande 20 m : 6 250 kHz
bande 15 m : 13 250 kHz
bande 10 m : 20 250 kHz
+ largeur de la bande à couvrir
L_4 : circuit en Pi de sortie. A déterminer comme pour tout émetteur en fonction de CV_2 et CV_3
L_5 : circuit inter-étage. A déterminer comme pour tout émetteur en fonction de CV_4
L_6-L_7 : à accorder en milieu de bande : 14 150, 21 300, 28 650 kHz
J_1 : entrée micro
Ant : fiche sortie antenne SO239 ou autre
RI_a : relais antenne
M : milliampère continu 0,1 mA. Contrôle accord final.
Nota : les résistances de ponts de base des transistors pourront varier en fonction des transistors utilisés, les caractéristiques des transistors « grand public » n'étant pas absolument rigoureuses.

Extrait de Radio-Ref. Réalisation F8HB.

ETAGES DRIVER ET FINAL POUR EMETTEUR SSB (FIG. III-68)

Un amplificateur à transistors raccorde la sortie de l'exciter au PA tout en donnant le niveau d'attaque correct pour le tube final : ce tube doit être choisi avec soin car sa liaison avec des transistors n'est pas aisée : la classe AB1 a été choisie pour avoir une attaque *en tension* afin de ménager le driver qui risque sans cela de s'écrouler sur les pointes donnant du courant grille. L'excursion de grille en AB1 devant égaler la tension de polarisation pour un output maximum, il y a intérêt à utiliser un tube à faible tension de polarisation.

Le driver doit fournir une tension HF relativement élevée, de plus une certaine puissance disponible est souhaitable car le circuit d'entrée du tube présente des pertes qu'il faut compenser, de plus une marge de puissance en cas de fonctionnement à la limite AB1/AB2 est souhaitable. Ceci nous amène à un driver pouvant fournir 0,5 W. Pour obtenir cette puissance, nous avons utilisé deux 2N1566 en classe B en parallèle, attaqués par un

autre 2N1566 classe A. Le tout alimenté vers 25/30 V, car sous des tensions de l'ordre de 12 V, la puissance HF disponible tombe très rapidement. Comme le circuit accordé des collecteurs comporte une prise, l'effet d'élévation de tension du circuit LC joue à plein et nous avons bien une *tension HF* suffisante pour l'attaque du tube final. Après examen des caractéristiques de nombreux tubes, c'est la QQE06/40 ou 5894 qui fut choisie :

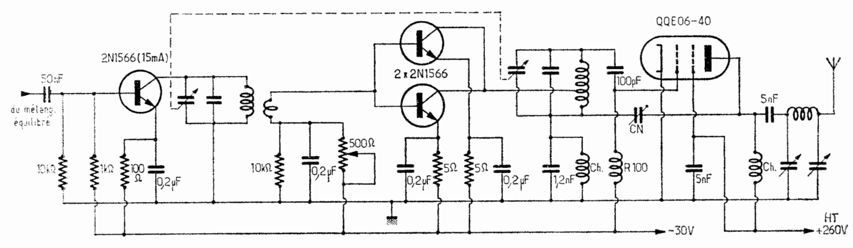


Fig. III-68

a) en classe AB1, sa polarisation s'établit vers 27 V sous 600 V plaque et 250 V écran, *ce qui permet d'utiliser pour la tension de polarisation la même source que pour le driver à transistors,* avec comme avantage supplémentaire le fait que les 2N1566 ont ainsi leurs collecteurs au potentiel continu de la masse puisque NPN.

b) de taille comparable à une 6146, elle sort sensiblement autant de HF et demande bien moins de polarisation.

c) tube moderne très à l'aise sur les décamétriques *et d'une excellente linéarité en BLU.*

Un inconvénient : il chauffe énormément et cela nous amène à prévoir un châssis très aéré pour le PA (tube horizontal et toutes cloisons verticales, capot en tôle perforée pour le dessus *et le fond,* chose souvent oubliée et qui amène le décès anticipé de nombreux tubes par surchauffe). Bien que neutrodyné intérieurement pour les VHF, il est indispensable de réaliser un neutrodynage classique, car ici le tube est monté les deux sections en parallèle et le montage compact n'arrange pas les choses.

Ajoutons que pour obligatoire qu'il soit, ce neutrodynage peut-être remplacé par un blocage des grilles, au ras du support par des résistances au carbone de faible valeur (5 à 10 Ω).

Une forte section de tresse est nécessaire pour relier les plaques au circuit accordé car on ne peut mettre quelque chose de rigide, sinon gare à la cosse des sorties plaques avec les vibrations. Le fonctionnement du driver se passe de commentaires et le 500 mW disponibles nous ont permis de bons QSO locaux aux essais : le premier 2N1566 est réglé à 15 mA, les deux autres à 5 mA au repos (courant total pour les deux). L'alimentation est d'origine (600 V/200 mA) à laquelle nous avons adjoint un enroulement supplémentaire pour obtenir 25 à 30 V pour les transistors driver et la polarisation. Ceci sera réalisé aisément en bobinant par-dessus les enroulements d'origine une centaine de tours, ou moins suivant les cas, de fil d'environ 4/10 qui donneront une fois redressée et filtrée, la tension requise. Quelques essais seront à faire, car le nombre de tours par volt est évidemment très différent suivant le type de circuit magnétique utilisé et la charge de celui-ci. Le tension écran est régulée par deux tubes (OA2 et OB2) en série suivant un procédé classique depuis la HT afin d'obtenir les quelques 260 V appliqués à cette électrode. Au repos, le courant QQE06/40 s'établit vers 20 mA, valeur qui varie quelque peu avec la HT appliquée et peut monter à 200 mA dans les pointes. Cette dernière valeur peut paraître excessive, mais en fait

elle est atteinte en pointe seulement et comme la tension plaque descend quelque peu, ceci maintient le tube dans une zone de dissipation raisonnable.

UN AMPLIFICATEUR LINEAIRE

Voici en quelques lignes, accompagnée d'un schéma qui se passerait pourtant de commentaires, la description d'un amplificateur linéaire dont l'usage nous a donné les meilleures satisfactions. Il faut noter que l'utilisation de tubes récemment apparus sur le marché français permet de demeurer dans le cadre de la législation actuelle : les deux EL509 ayant, en effet, une dissipation anodique de 70 W. Cet amplificateur a été conçu pour faire suite à un SBE34 mais peut, bien entendu, être adapté à tout autre transceiver dont la puissance de sortie est modeste.

Un examen rapide du schéma en montre son extrême simplicité. La classe B a été retenue pour deux raisons essentielles : courant de repos très faible en absence d'excitation, attaque directe des cathodes sans circuit accordé. Pourquoi avoir choisi des EL509 et que peut-on attendre de ces tubes ? Avares d'ampères et de centimètres cubes, nous avons repoussé d'emblée toutes les triodes classiques dont la gourmandise « filamentaire » nous paraît incompatible avec le dispositif alternateur/batterie d'un véhicule de série ; jamais à notre avis, une installation radio-électrique mobile ne doit constituer une contrainte ni un asservissement pour son utilisateur.

La première maquette que nous construisîmes et qui servit de moule à la présente description, fut dotée de 6JE6A. Ce sont les homologues des tubes actuellement employés, à cette différence près qu'ils sont plus onéreux. Les différentes mesures (tensions HF et examen oscilloscopiques) nous permettent d'affirmer que les lampes françaises ont un rendement identique à leurs sœurs d'Outre-Atlantique.

Si toutes les valeurs précisées sur le schéma sont scrupuleusement respectées, on doit obtenir une mise en œuvre immédiate et spectaculaire. Il est bien évident qu'un tel montage peut être prévu et utilisé en station fixe, le signal de l'exciter étant triplé pour le moins ce qui nous semble tout à fait respectable. Gageons enfin que ceux qui l'auront adopté pour faire suite à leur « mini-transceiver » nous rendront une reconnaissance qui ne s'éteindra qu'avec leur ultime soupir !...

Examen du schéma (fig. III-69).

D'aucuns s'étonneront de trouver une pile de 9 volts sur un montage qui se voudrait un peu d'avant-garde (figure III-70). A ceux-là nous répondons que neuf volts suffisent à mettre les deux EL509 au cut-off ; d'une manière plus explicite, en absence d'excitation et haute tension présente sur les anodes, neuf volts négatifs appliqués aux grilles de commande font tomber le courant plaque à 10-15 mA environ. La place dont nous disposons dans le boîtier alimentation 12 VDC ne nous a pas permis, sur le moment, de connecter une polarisation ajustable. Reconnaissons que si le procédé n'est pas très élégant, il a cependant l'avantage d'être économique (les piles ayant ici une très grande longévité).

Les possesseurs d'un SBE34 verront rapidement que la prise marquée télécommande reçoit la tension 12 volts continus issue de l'émetteur de Q_{23} ; cette tension traverse l'enroulement d'un relais de télécommande dont la résistance ohmique est compatible avec la puissance dudit transistor (Raytheon précise que le relais doit avoir une résistance égale ou supérieure à 100 Ω). Ce même relais, par son contact de travail, fait manœuvrer le double inverseur d'antenne plus gros que son voisin et suffisamment bardé de stéatite pour offrir une honnête garantie d'isolement à la HF. Le fonctionnement apparaît aussitôt : INV_1 met en ou hors service les avantages du « compagnon ». INV_2, par l'intermédiaire d'un relais contenu

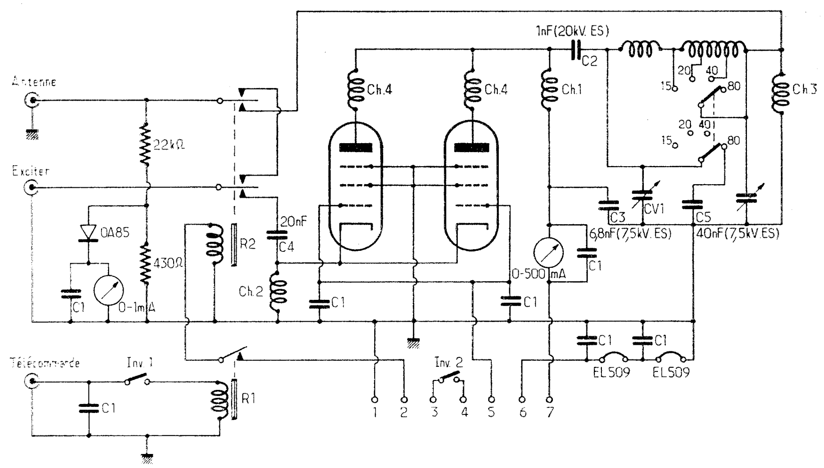


Fig. III-69

dans l'alimentation mobile, distribue le 12 volts de la batterie aux filaments et au mutateur. En station fixe, ce dernier inverseur sera avantageusement utilisé pour connecter le secteur au transfo d'alimentation.

Un indicateur de sortie est branché sur le socle coaxial antenne. Il permet (ceux qui ont l'habitude du trafic mobile nous approuveront certainement) un réglage aisé du circuit en PI, la lecture d'un tel indicateur étant plus commode que celle d'un milli plaque de même envergure. Bien veiller à connecter ce mesureur de puissance relative sur la borne antenne. Cette particularité offre le double avantage de minimiser les risques d'auto-oscillations du final d'une part, et le linéaire hors service, aidera au meilleur réglage de l'exciter d'autre part.

La bobine d'arrêt Ch_3 assure une protection efficace dans le cas où la capacité de liaison anodes-circuit en pi présenterait accidentellement un courant de fuite important.

Avant d'aborder le chapitre construction, nous recommandons de bien respecter les valeurs de C_4 et ch_2 qui, telles quelles, et à quelques quantités près, sur toutes les bandes procurent la meilleure excitation de l'ampli et permettent en sus d'obtenir un réglage du transceiver analogue à celui que l'on trouve sur antenne. L'intérêt n'en échappera à personne : on peut travailler indifféremment avec ou sans compagnon sans qu'il soit nécessaire de corriger les accords de l'exciter.

Construction.

Elle n'exige bien entendu aucune précaution particulière. La philosophie de la connexion courte et des bonnes masses est de rigueur. Pour des raisons d'encombrement et de ventilation, les deux tubes sont placés horizontalement. Cette position semble parfaitement convenir à nos amplificatrices. Par l'utilisation d'une cloison en L vous noterez que le circuit cathodes/grilles est bien séparé des éléments du circuit en pi et de ses concubines légitimes : les anodes. Sur le montage, le châssis, et le capot cloison en L, sont confectionnés dans de l'aluminium 25/10°. Il va sans dire qu'une tôle d'acier bichromatée eût été techniquement meilleure. Trois ouvertures respectivement aménagées au-dessus, sous et sur le côté, permettent une aération suffisante du final par convection. Il est probable qu'une soufflerie augmenterait un peu sa longévité. C'est toujours pour des raisons d'encom-

brement et de consommation que nous avons volontairement négligé cet accessoire. En station fixe, et si la réglementation française nous autorisait à monter non pas deux, mais quatre tubes, une ventilation forcée s'imposerait. Nous n'en sommes pas là et dirons quelques mots sur le circuit en PI.

C'est parce que nous disposions d'un ensemble Geloso (bobine et capacités variables) que nous l'avons employé ici. La bobine a été remaniée : 25 tours de fil argenté 15/10°. Les prises 40 et 20 mètres sont respectivement faites à 12,5 et 4,5 tours. La bobine 15 mètres réalisée en l'air (Ø 20 m/m) est constituée par 5 spires de fil 18/10° espacées du diamètre du fil ; nous l'avons disposée en série entre anodes et bobine Geloso à 90° dans les deux plans par rapport à celle-ci.

Les condensateurs, quant à eux, n'ont pas eu à subir les sévices de l'auteur ; nous les avons disposés à même le châssis qui mesure 28 cm de largeur, sa profondeur étant de 20 cm. Les deux plis constituant les panneaux avant et arrière ont 10 cm de hauteur.

La cloison en L supporte tubes, bobine de choc et découplage d'icelle sur sa meilleure largeur. Le petit côté reçoit le relais d'antenne et les traversées en téflon qui apportent aux supports Magnoval leur manne électronique : tension filaments, polarisation, excitation.

Nota : Les grilles des EL509 sortent en deux points sous le support. Ne raccorder qu'un seul point et laisser le second en l'air, sinon gare aux auto-oscillations.

Deux mots sur le câblage enfin ; il est nécessaire de procéder comme pour un montage VHF. Les masses de G_2 et G_3 arriveront en un seul point où l'on trouvera également les découplages filaments, polarisation, etc., usant chaque fois du chemin le plus court. Eviter les angles droits et bien se souvenir que le meilleur isolant est l'air.

Le connecteur d'alimentation sera des plus sérieux ; il faut bannir, en mobile, les prises octales et autres fiches bananes qui sont à l'origine de fréquents ennuis. Le nôtre est verrouillé et offre toute garantie de contact énergique.

Certains découplages paraîtront peut-être superflus à quelques-uns, qu'ils sachent que ce n'est qu'à ce prix que l'on obtient une trace oscilloscopique limpide. Le 10.000 pF céramique s'acquitte parfaitement des fonctions de CI. Les bobines d'arrêt anti-VHF sont confectionnées sur des résistances de 56 Ω 2 W par quatre tours de 15/10° argenté. Bien veiller à ce que le solénoïde ne vienne à toucher le corps de la résistance : auto-oscillation immédiate.

Alimentation (fig. III-70 et 71).

Nous avons utilisé une alimentation « Heath » à laquelle furent apportées de sérieuses modifications. Au montage doubleur d'origine nous avons substitué un pont (trois diodes dans chaque branche). Entre le pont et les capacités de filtrage, insérer une résistance de 10 Ω 15 W.

Dès les premiers essais (et pour des raisons totalement inconnues de nous jusqu'à ce jour) les transistors d'origine sont passés rapidement de vie à trépas. Nous les avons remplacés par des ADZ12 qui, sous toutes les latitudes ont toujours servi fidèlement. Cette dernière modification exige un nouveau perçage des radiateurs de dissipation thermique, le brochage de l'ADZ12 étant différent. Cette opération de perçage gagne à être entreprise avant le câblage car elle est beaucoup plus acrobatique celui-ci terminé.

Signalons au passage que l'alimentation « Heath HP 13 » est dotée d'un circuit « Breaker » qui offrant la même sécurité qu'un fusible ne possède aucun de ses inconvénients.

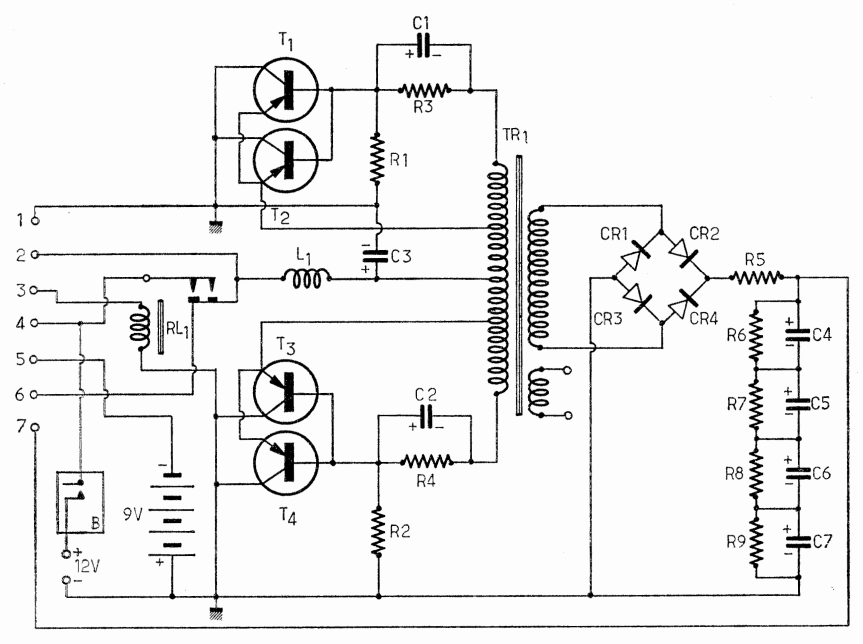


Fig. III-70

Pour ceux qui auraient l'intention d'utiliser l'ampli en station fixe, nous proposons l'alimentation de la figure III-71. Il est possible bien entendu de chauffer les EL509 sous 6,3 V, mais puisque le transfo « Rapsodie » est suffisamment puissant pour assurer sous 12 volts les fonctions requi-

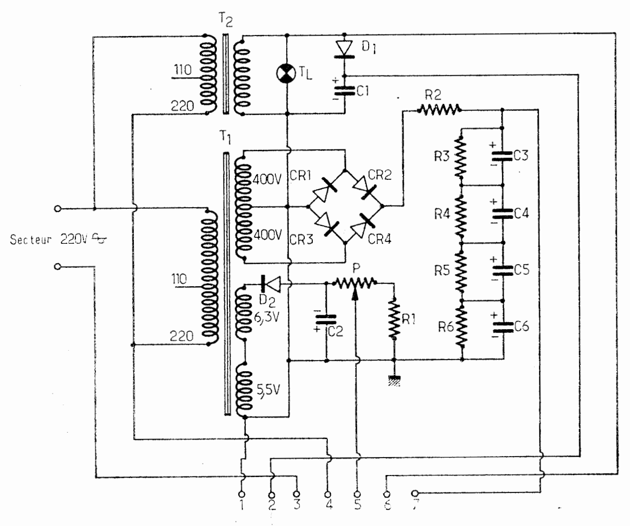


Fig. III-71

ses par les filaments et le relais d'antenne, nous penchons pour le procédé dessiné. La polarisation sera ajustée aux environs de 9 volts par l'intermédiaire du potentiomètre de 5000 Ω prévu à cet effet. La tension de polarisation pourra être différente (à deux ou trois volts près) selon le constructeur du tube.

Finition.

Voici brièvement notre manière de procéder. Toutes les surfaces visibles de l'appareil ont été poncées puis recouvertes d'un apprêt. Celui-ci sec et dur, poncer à nouveau en utilisant un papier extra-fin et de l'eau. Passer deux couches de peinture cellulosique. Pour finir appliquer les lettres adhésives qui donnent un aspect sérieux et un fini professionnel à la construction.

Mise au point.

Comme nous l'avons affirmé plus haut, elle est pratiquement inexistante et se limite à la simple recherche du meilleur point de self très important pour le rendement. Pour ce faire, un voltmètre électronique et un oscillo sont des amis précieux. Si l'antenne a un ROS quasiment nul (ce qui est une nécessité élémentaire), les différents composants du montage se montrent largement à la hauteur de leur emploi (CV capacités de liaisons et de découplage) et l'on peut être assuré d'une longue conservation des tubes. Nous nous permettons de rappeler au passage qu'il n'est pas recommandé d'abuser des réglages en position « Tune » ou « double Tone ».

Nota : Au départ cet ampli était prévu pour le fonctionnement en mobile. Utilisé en station fixe, on a pu constater qu'il convenait de modifier l'alimentation secteur du côté de la polarisation. Celle-ci gagne en effet, à être stabilisée par une diode Zener de 9 V, ou tout simplement adopter une pile simple et peu élégante, mais qui on le sait, dans cette fonction, fait un usage remarquable de longévité.

Figure III-69 Amplificateur

C_1 : 10.000 pF disque
C_2 : 1 000 pF LCC (20 kV essai)
C_3 : 6.800 pF LCC (7,5 kV essai)
C_4 : 20.000 pF (3 kV essai)
C_5 : 40 pF (7,5 kV essai)
Ch_1 : R 154 National
Ch_2 : 130 tours 5/10° émaillé sur mandrin stéatite de 20 mm
Ch_3 : R 100 National
Ch_4 : 4 tours 15/10° sur 56 Ω 2 w
CV_1-CV_2 : Geloso, voir texte
Diode : OA85 ou similaire
L : Bobine Geloso modifiée : 25 tours 15/10° argenté
— 40 m : prise à 12,5 tours
— 20 m : prise à 4,5 tours
— 15 m : bobine séparée 5 tours 1,5 mm argenté sur air ∅ 18 mm
R_1 : Relais télécommande : 1 Rt - 12 VDC 250 Ω
R_2 : Relais antenne 2 Rt : 12 VDC

Figure III-70 Alimentation mobile

B : Circuit Breaker 40 AMP
C_1 : 25 μF 30 VS
C_2 : 25 μF 30 VS

C_3 : 100 µF 30 VS
L : Self filtrage B.T.
R_1 : 195 Ω 7 W
R_2 : 195 Ω 7 W
R_3 : 2 Ω 7 W
R_4 : 2 Ω 7 W
RL_1 : Relais commutation 12 VDC
T_1 : Transfo mutateur

Tout le matériel ci-dessus est « Heathkit »
C_4, C_5, C_6, C_7 : 100 µF 500 VS
CR_1, CR_2, CR_3, CR_4 : 3 BY127 en série
R_5 : 10 Ω 15 W
R_6, R_7, R_8, R_9 : 100 Ω 2 W
T_1, T_2, T_3, T_4 : ADZ12

Figure III-73 Alimentation secteur
C_1 : 500 µF 30 VS
C_2 : 50 µF 30 VS
C_3, C_4, C_5, C_6 : 100 µF 500 VS
CR_1 CR_2, CR_3, CR_4 : 3 BY127 en série
D_1, D_2 : BY127
P : Potentiomètre 5 kΩ
R_1 : 470 Ω 2 W
R_2 : 10 Ω 15 W
R_3, R_4, R_5, R_6 : 100 kΩ 2 W
T_1 : Transfo 2 × 400 V - 300 ou 500 mA ; 6,3 V et 5,5 V
T_2 : Transfo Rapsodie 12 V - 5A
TL : 12 V 0,1 A

Extrait de Radio-Ref. Réalisation F 5DV - Dép. 40.

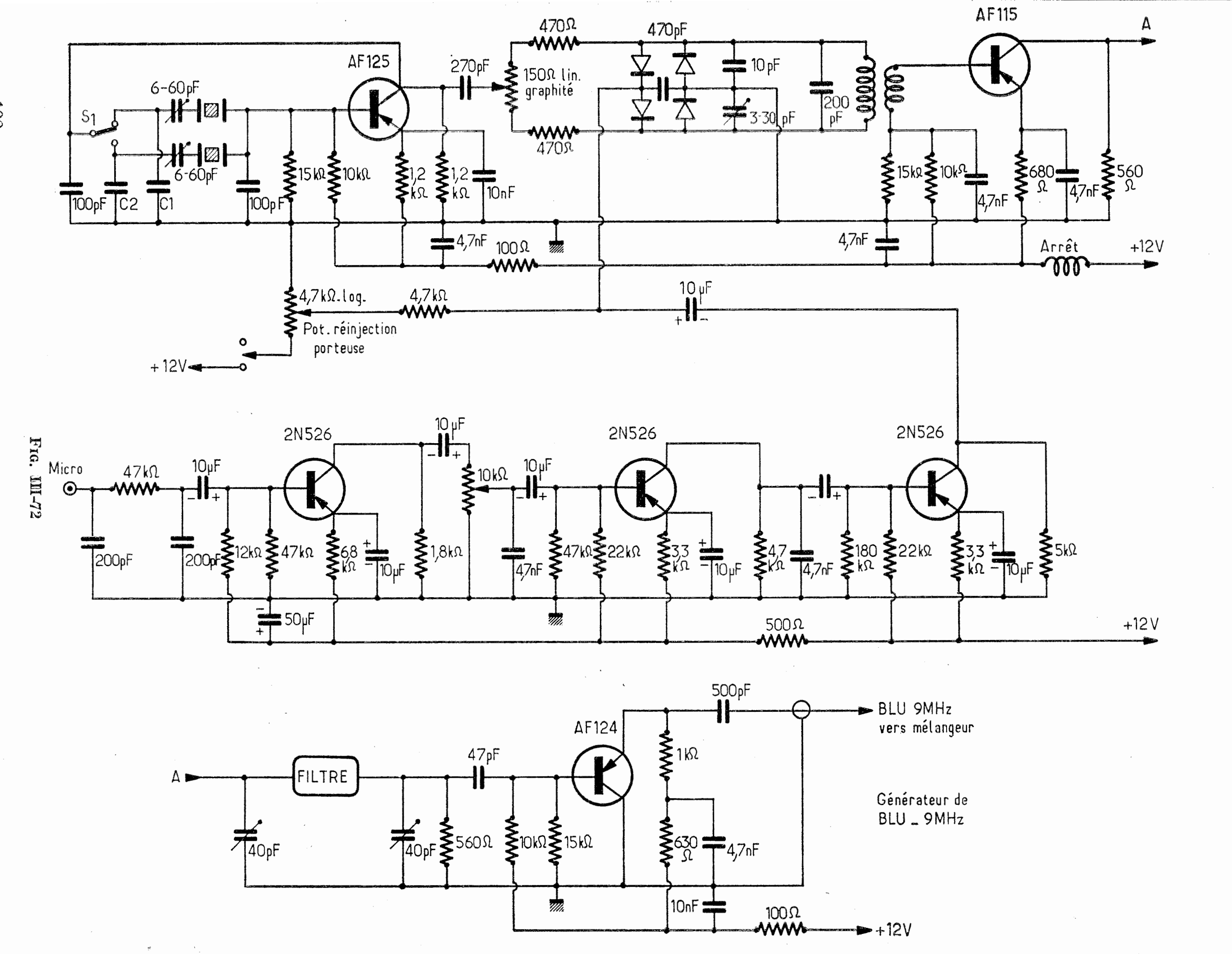
EMETTEUR BLU, 4 BANDES

Bien des OM pensent que la réalisation d'un émetteur BLU est réservée aux techniciens disposant d'un équipement de laboratoire complet ; l'auteur de cette nouvelle réalisation n'a utilisé qu'un grid-dip et un voltmètre à lampes pour mener à bien cette opération.

L'émetteur se compose des quatre parties que nous retrouvons dans tous les montages similaires :
— le générateur de BLU sur 9 MHz,
— le VFO sur 5 MHz
— le mélangeur
— l'amplificateur de puissance.

Les trois premiers sont entièrement transistorisés et le dernier comporte trois tubes.

Les alimentations sont très simples ; pour l'ensemble des transistors, trois piles de 4,5 V en série font très largement l'affaire car la consommation est de 40 mA environ. Une alimentation fournit 300 V pour les tubes préamplificateurs et l'écran de la 6146 et une autre donne 200 mA sous 500 V, 110 mA étant nécessaires. Une troisième délivre environ 80 V pour la polarisation du tube final et est ajustée à la bonne valeur par un potentiomè-



AF125
AF115
A
S1
6-60pF
100pF
C2
C1
15kΩ
10kΩ
1,2 kΩ
10nF
270pF
150Ω lin. graphité
470Ω
470pF
10pF
3-30 pF
200 pF
680 Ω
4,7nF
560 Ω
100Ω
Arrêt
+12V
4,7kΩ.log.
4,7kΩ
Pot. réinjection porteuse
10μF
2N526
Micro
47kΩ
200pF
12kΩ
6,8 kΩ
50μF
1,8kΩ
22kΩ
3,3 kΩ
4,7 kΩ
180 kΩ
5kΩ
500Ω
FILTRE
40pF
47pF
560Ω
AF124
500pF
1kΩ
630 Ω
10nF
BLU 9MHz vers mélangeur
Générateur de BLU _ 9MHz

FIG. III-72

tre. Il faut signaler que les transistors sont toujours sous-tension, les tubes ne l'étant qu'en émission, les alimentations étant commandées par des relais.

Les types de transistors sont donnés à titre indicatif. ceux-ci pouvant être remplacés par d'autres de caractéristiques voisines.

Le générateur.

Il s'agit d'un générateur du commerce avec filtre à quartz, livré avec les deux quartz oscillateurs. Le circuit est représenté figure III-72.

L'ensemble BF et 9 MHz est câblé sur une plaquette de circuit imprimé fig. III-73. Les connexions sont soudées directement sur le cuivre et non pas en dessous après perçage. Il a suffit de faire un dessin grandeur nature sur le papier, d'y disposer tous les éléments pour s'assurer que tout allait bien et de reporter ce dessin sur le cuivre en intercalant une feuille de carbone.

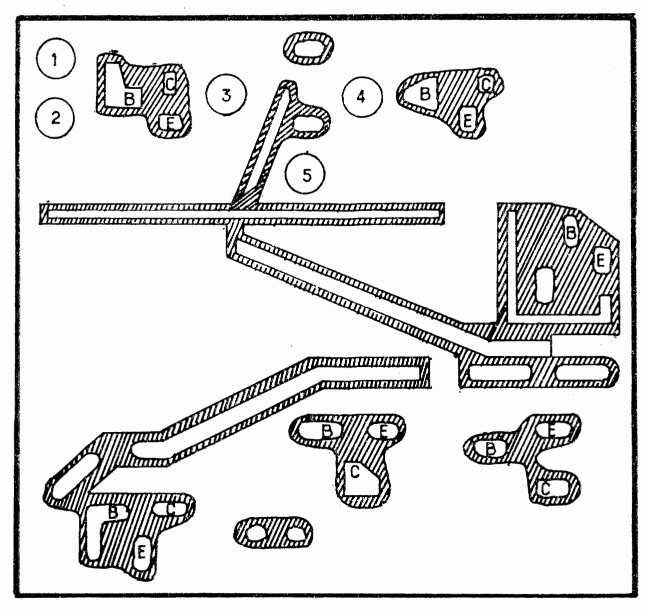


Fig. III-73

Les surfaces de cuivre qui doivent subsister sont enduites d'encre spéciale (le vernis à ongle convient parfaitement) et la plaquette est ensuite immergée dans une solution d'eau et de perchlorure de fer contenue dans un récipient en verre.

Après nettoyage et décapage, le câblage est rapide. Cependant il ne faut pas chauffer trop longtemps en soudant car le cuivre se désolidarise de l'isolant après un traitement trop sévère.

A ce stade on peut voir si la BF fonctionne bien avec le procédé habituel du casque ; ceux qui possèdent un récepteur sur 9 MHz pourront aussi essayer la BLU.

Le bobinage est réalisé sur un mandrin Lipa ∅ 8 mm à spires jointives ; il est bobiné en tenant 2 fils en mains. La fréquence est ajustée

au « grid-dip » puis les spires sont maintenues en place par du vernis à ongle. Le secondaire est bobiné ensuite par dessus le primaire, il comporte 3 tours de fil émaillé.

Le modulateur équilibré est équipé de 4 diodes au silicium qui ont été triées sur une dizaine afin de présenter les caractéristiques les plus identiques possible. Pour cela l'ohmmètre du voltmètre à lampe a été utilisé car sa plage de mesure est plus étendue que celle d'un contrôleur ordinaire.

Les réglages sont faits lorsque l'émetteur est câblé car la tension délivrée par le générateur est faible et la lecture n'est pas précise.

Pour le choix de l'inverseur S_1 il faut penser qu'à 9 MHz sa capacité peut avoir une certaine importance ; ou a dû la neutraliser par deux capacités C_1 et C_2 qu'il faut essayer selon le cas et dont la valeur, dans notre cas est de 80 pF.

La bobine d'arrêt est toute petite et comporte une centaine de spires en nid d'abeille. Une résistance de 50 Ω devrait suffire.

Circuit du générateur de BLU (fig. III-72).

1 et 2 : trou des ajustables 60 pF

3 : trou du potentiomètre 150 Ω

4 : trou de la bobine 9 MHz

5 : trou ajustable 30 pF

B : base ; E : émetteur ; C : collecteur.

Le VFO 5 MHz (fig. III-74).

Ce VFO est très connu, plusieurs réalisations de ce genre ont été décrites.

Il est câblé sur une plaquette de circuit imprimé de 7 × 7 cm, une languette de cuivre du circuit a été isolée pour permettre l'alimentation + 12 V. Les transistors sont soudés directement sur les connexions des capacités et des résistances ce qui fait que le circuit n'a d'imprimé que le nom ! la rigidité est cependant suffisante et la stabilité est très bonne. Il fonctionne du premier coup, sans histoire.

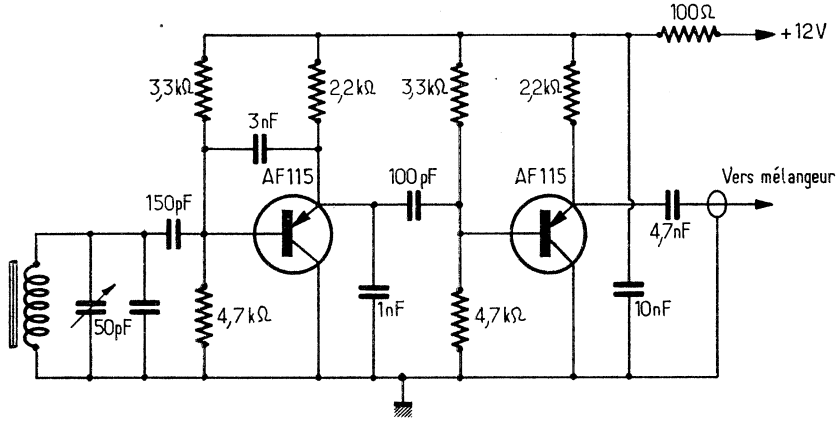


Fig. III-74

Le bobinage est réalisé sur un toc de mandrin Lipa ∅ 8 mm après interposition d'une bande de celluloïd pour permettre de bobiner environ une vingtaine de spires jointives. Le fil doit être bien tendu et une couche

de vernis à ongle assure une plus grande rigidité au bobinage. Celui-ci a ensuite été fixé sur un mandrin national de 8 mm de diamètre. Ce mandrin possède un noyau magnétique commandé par une vis à pas fin très pratique pour le réglage.

Le CV et le mandrin sont fixés verticalement sur la plaquette.

Ce pilote est équipé d'un démultiplicateur Wireless à deux vitesses pour la simple raison que celui-ci était depuis plusieurs années inactif à la station, mais chacun peut faire selon son goût et sa fortune.

La plaquette est fixée sur le bâti du démultiplicateur par quatre colonnettes de telle manière que l'axe du CV soit évidemment dans l'axe de commande.

Le mélangeur (fig. III-75).

Il comporte 3 transistors et est monté sur un rotacteur de télévision. Ce système présente l'avantage d'avoir des connexions très courtes et une interchangeabilité des bobinages très aisée ; la mise au point en est facilitée.

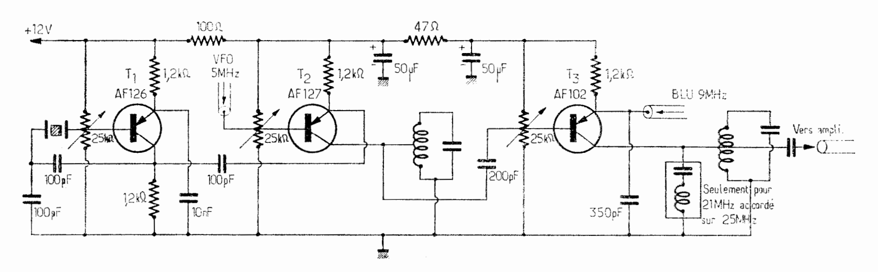


Fig. III-75

Les rotacteurs utilisés proviennent tous d'anciens téléviseurs. On en trouve à bon marché facilement. Après mise à nu et nettoyage, ils ont l'aspect du neuf ou peu s'en faut. Les contacts doivent être très propres, le tétrachlorure de carbone est indiqué mais tout produit destiné au nettoyage de l'argenterie fait merveille.

Ce travail étant fait, un petit rectangle de circuit imprimé est découpé de telle façon qu'il prenne place à l'endroit de l'ancien câblage et des supports de tubes. Une impression est donnée selon le dessin n° III-76 et les éléments sont soudés de la même manière que pour le générateur.

Chaque peigne (partie mobile en bakélite) correspond à une bande et sur chacun on trouve les bobinages, les capacités qui y sont associées et, éventuellement, le quartz, suivant le tableau de fonction.

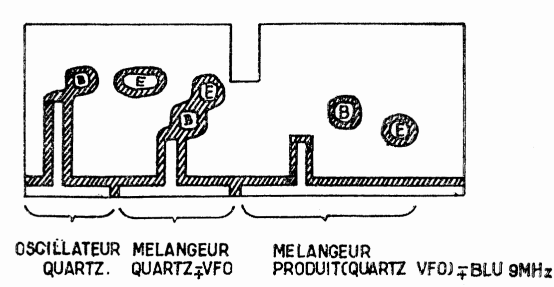


Fig. III-76

Les ponts de base sont des résistances ajustables Radiohm de 25 kΩ, le curseur étant relié à la base de chaque transistor. Ce système facilite grandement la mise au point.

Un petit ennui est apparu sur 21 MHz car la fréquence du quartz passait encore très bien en sortie. Il a donc fallu, sur cette bande, mettre un rejecteur série accordé sur 25 MHz. Cet inconvénient risque d'apparaître aussi sur 28 MHz bien que la fréquence du quartz soit beaucoup plus éloignée de la fréquence désirée que ne l'est celle de la bande 15 m.

Tous les bobinages sont confectionnés sur des mandrins Lipa diamètre 8 mm avec toc, spires jointives après interposition d'une bande de celluloïd. Seuls les bobinages de sortie 21 MHz, mélangeur quartz-VFO des bandes 7 et 21 MHz sont en fil argenté 10/10 au pas du toc ; ces trois bobinages comportent 10 spires.

Les prises médianes de collecteurs sont faites environ au tiers depuis la masse.

Nous ne donnons pas le nombre de spires pour les bobines car le « grid-dip » déterminera avec précision ce qu'il faut. Le grid-dip est un instrument indispensable, de construction facile et bon marché ; il évite de nombreux échecs et de longues heures de recherches inutiles.

Pour disposer les mandrins sur les peignes il est nécessaire de leur faire subir une petite modification car ils ne pourraient pas trouver place entre deux peignes.

Le mandrin et le toc sont collés ensemble (colle Scotch) après séchage, la partie inférieure est sciée à hauteur des 2 ergots de retenue de fil. De cette façon nous avons un cylindre dont la hauteur est sensiblement égale au diamètre.

Les mandrins verticaux sont collés sur les peignes directement, les autres ne le seront qu'après mise au point.

Il faut en effet disposer les bobines perpendiculairement les unes par rapport aux autres pour éviter toute induction (et réaction !) entre-elles.

L'amplificateur linéaire.

A la sortie du mélangeur apparaît de la BLU sur toutes les bandes décamétriques mais d'un niveau assez faible. Il faut donc monter un préamplificateur à deux tubes pour obtenir les 50 V « pointe » nécessaires à exciter l'étage de puissance.

Pour éviter les pertes dues aux connexions et obtenir un Q maximum pour chaque bobine, le préampli est également monté sur un rotacteur de télévision. Mais un problème se pose pour les blindages car toute la chaîne amplifie sur la même fréquence ; il faut donc blinder efficacement.

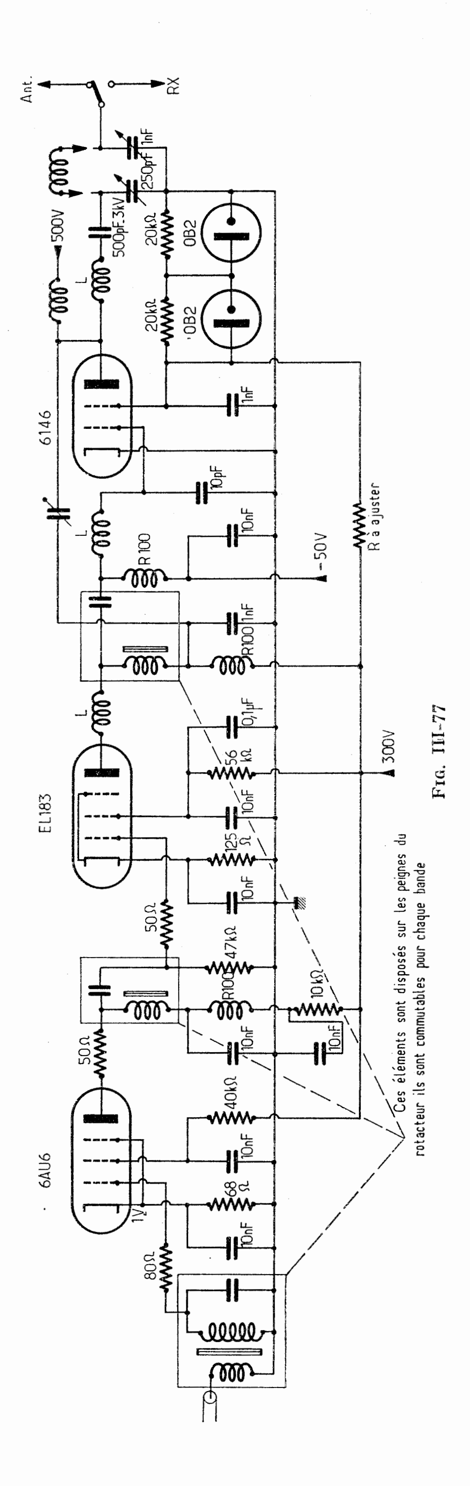
Comme on le voit sur le schéma de la figure III-77, trois bobinages sont nécessaires pour le préampli, il faut donc trois compartiments blindés. Un rotacteur n'en ayant que deux, deux solutions s'offrent pour en ajouter un troisième :

— mettre deux rotacteurs bout à bout, et nous avons quatre compartiments,

— ajouter une troisième séparation sur l'axe du rotacteur, en déplaçant les autres.

C'est la deuxième solution qui a été adoptée car la première nécessite une grande place et, surtout, oblige à des connexions très longues.

Il faut donc deux axes de rotacteur ; sur l'un d'eux on prélève un disque que l'on ajoute sur le deuxième. Pour déplacer les disques, il suffit de les chasser en les faisant glisser vers leur nouvelle position. Auparavant, il faut marteler au burin les parties de l'axe devant recevoir les disques afin que ceux-ci ne puissent pas pivoter.



Ant.
RX
1nF
250pF
500V
500pF 3kV
20kΩ
OB2
20kΩ
OB2
L
6146
1nF
10pF
L
10nF
R 100
-50V
R à ajuster
1nF
R100
L
0,1µF
56 kΩ
300V
EL183
10nF
125 Ω
10nF
50Ω
47kΩ
R100
10kΩ
10nF
10nF
50Ω
40kΩ
6AU6
10nF
68 Ω
1V
10nF
80Ω
Ces éléments sont disposés sur les peignes du rotacteur ils sont commutables pour chaque bande

Fig. III-77

Nous obtenons ainsi quatre disques sur cet axe ce qui nous donne trois compartiments. Avant la mise en place nous devons enlever les lyres qui se trouvent à l'endroit des deux disques du milieu et mettre à leur place deux pincettes de masse. Ce travail est très facile à réaliser.

Les peignes qui supportent les bobinages seront façonnés de telle manière qu'ils puissent s'engager sur l'axe et sans gêner la rotation de celui-ci. La découpe est représentée sur la figure III-78.

Pour les supports de tubes (stéatite) on a utilisé les trous existants pour le passage du support proprement dit, mais en reperçant des trous Ø 3 pour les vis de fixation de telle manière que la grille et la plaque de chaque tube soient bien séparées par le blindage qui passe juste sur la cheminée du culot. Ces blindages se trouvent sensiblement dans le prolongement des disques rotatifs et sont soudés à la cheminée des supports de tubes et aux pincettes de masse.

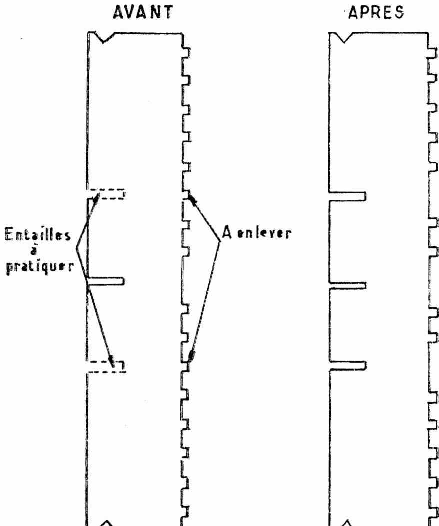


FIG. III-78. — Peigne du rotateur de l'ampli.

Le câblage terminé, les tubes en place, le préampli est mis sous tension, les transistors étant hors service. Et c'est à ce moment... que tout accroche, car malgré les pièges placés dans les grilles et les anodes, malgré les bobinages placés à angle droit les uns par rapport aux autres il y a réaction !

C'est alors qu'il a fallu utiliser des pots en ferroxcube pour certains bobinages ce qui permet de concentrer l'énergie sans rayonnement HF. Pour régler un CO enfermé dans un pot avec un grid-dip : brancher le voltmètre à lampes aux bornes du CO, sur l'échelle de lecture la plus basse. En faisant varier la fréquence, le grid-dip approché du CO, le voltmètre accuse « une certaine tension » lorsqu'on passe à l'accord. Il ne reste plus qu'à ajouter où soustraire le nombre de spires adéquat. Ces pots en ferroxcube sont des FP 14/8 de chez Coprim. On n'a utilisé que le ferroxcube car l'assemblage ne peut pas prendre place entre deux peignes. Les deux demi pots sont tenus ensemble par une vis en laiton, la vis de réglage ne peut donc pas être utilisée, le nombre de spires s'en trouve précis et pour le 21 MHz, on a dû utiliser un petit CV ajustable pour parfaire le réglage. Le pot est maintenu en place par une petite bande de fer blanc étamé non fermée. Il faut cependant vérifier le réglage après coup.

Il faut absolument s'assurer que tout le préampli n'accroche pas car, lorsque l'étage final sera mis sous tension et qu'il auto-oscillera, il sera seul mis en cause, alors que les véritables coupables seront les étages préamplificateurs, le final ne faisant qu'amplifier ces auto-oscillations.

L'étage de puissance.

Il est très classique : L'écran est stabilisé par deux OB2 ce qui est indispensable. La classique résistance chutrice est à procrire absolument. Le final est entièrement blindé, efficacement séparé des transistors. Il est possible de mettre une deuxième 6146, ou autre, et porter la tension plaque à une valeur plus élevée. Une 829 B avec les deux éléments en parallèle constitue également une excellente solution.

La bobine est interchangeable à cause des pertes qu'une bobine commutable apporte, le CV d'anode a un isolement de 1000 V ; celui d'antenne est un petit CV de récepteur de 2 $\times$ 490 pF. Ne pas essayer le final sans charge car des flash se produisent dans le CV de sortie ; lorsqu'il est normalement chargé le CV ne présente aucune défaillance.

Comme on le voit sur le schéma (fig. III-77), des pièges sont placés dans la plaque et la grille pour éviter tout accrochage. Ce sont quelques spires (5 ou 6) bobinées sur une résistance de 50 Ω, de même que ceux qui se trouvent dans les grilles et plaques du préamplificateur.

Mise au point.

Le préampli terminé, le voltmètre en place entre masse et grille du PA, les réglages peuvent commencer.

En mettant sous tension (sauf plaque et écran du PA) le voltmètre doit accuser une certaine tension HF qui est dûe au modulateur déséquilibré ! Il faut agir sur le potentiomètre de 150 Ω et sur l'ajustable de 30 pF du modulateur pour trouver un minimum très net, le potentiomètre de réinjection étant hors service.

Pour ajuster la fréquence des deux quartz du générateur il faut jouer sur les ajustables qui y sont associés en s'écoutant sur le récepteur ou en cherchant une atténuation de 20 dB environ par rapport au signal reçu, la fréquence du quartz passant au maximum vers le centre de la bande passante du filtre (le potentiomètre de 5 kΩ de réinjection étant en action).

Pour la suppression de porteuse le point juste est très précis et si l'on dépasse un peu, la réinjection apparaît très vite. C'est donc un réglage très pointu.

Ce réglage étant fait il faut aligner les CO pour obtenir le maximum de HF en pointe de modulation, c'est-à-dire les 50 V nécessaires pour moduler la 6146. Ceci peut d'ailleurs être fait avant le réglage de suppression de porteuse.

Pour le neutrodynage (HT plaque et alimentation G_2 coupées) le voltmètre est branché sur la première spire du PA ; la lecture est faite sur l'échelle la plus basse, l'exciter sous tension, en position « réinjection de porteuse », le relais antenne collé, une charge de 50 ou 75 Ω selon le cas, en place. On voit apparaître sur le voltmètre une certaine tension lorsque le circuit final passe à l'accord, il suffit de la réduire à un minimum et c'est terminé. Avant de faire ce réglage il faut fignoler le réglage du circuit grille par l'ajustement de plaque EL 183.

Réalisation F2FS. (Extrait de *Radio-Ref.*)

TABLEAU DE FONCTION

(La bande 10 mètres n'a pas été équipée)

bandes	T_1	Base T_2	Emetteur T_2	CO Sortie T_2	Base T_3	Emetteur T_3	CO Sortie T_3
80	hors service	—	5 MHz	5 MHz	— 5 MHz	9 MHz	3,5 MHz
40	oscill. 11 MHz	11 MHz	+ 5 MHz	16 MHz	16 MHz	9 MHz	7 MHz
20	hors service	—	5 MHz	5 MHz	+ 5 MHz	9 MHz	14 MHz
15	oscill. 25 MHz	25 MHz	+ 5 MHz	30 MHz	30 MHz	9 MHz	21 MHz
			↑ VFO			↑ BLU 9 MHz	

ETUDE ET REALISATION D'UN FILTRE A QUARTZ

Lorsqu'on aborde l'émission en BLU, le problème de la suppression de la bande latérale indésirée ne peut se résoudre que par l'emploi de filtres passe-bande très sélectifs. Ces filtres travaillant sur des fréquences comprises entre 455 kHz et 10 MHz sont disponibles dans le commerce sous différentes marques : KVG, Mac Coy, Heathkit, Kokusaï, etc., mais leur prix ne manquera pas d'inciter l'amateur averti à se poser la question : comment fonctionne un tel filtre et peut-on le construire soi-même ?

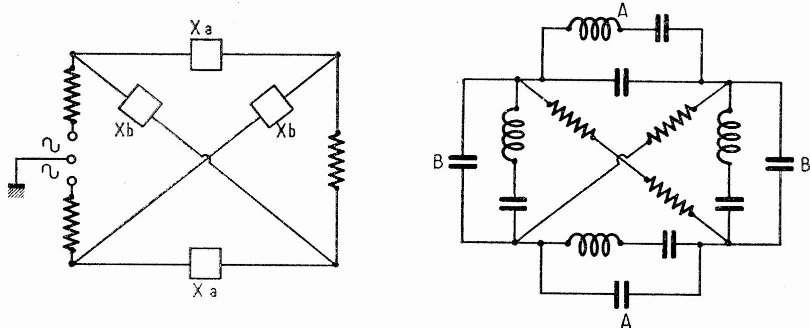


Fig. III-79

Pour bien comprendre la fonction du filtre, il faut commencer par étudier le type « treillis » de la figure III-79 qui est l'ancêtre des filtres modernes auxquels nous aboutissons fidèlement lorsque tout sera alors bien clair dans l'esprit du lecteur. On reconnaîtra dans le circuit équivalent un classique pont à quatre branches dont le déséquilibre — et par conséquent la tension de sortie maximum se produira lorsqu'une des branches présentera une réactance ou impédance inductive et l'autre une réactance capacitive. A l'inverse, lorsque ces deux impédances sont égales, le pont se trouve équilibré et la tension de sortie est nulle.

Les quartz X_a et X_b étant de fréquence différente mais ayant été choisis pour que le « pôle » de X_a coïncide avec le « zéro » de X_b, le déséquilibre

du pont n'apparaîtra que pour les fréquences comprises entre « zéro » de X_a et « pôle » de X_b. Pour toutes les autres fréquences, l'équilibre sera respecté et ceci constituera la zone d'atténuation du filtre.

En utilisant les courbes d'impédance vues précédemment nous pouvons facilement délimiter les régions de bande passante et d'atténuation (fig. III-80).

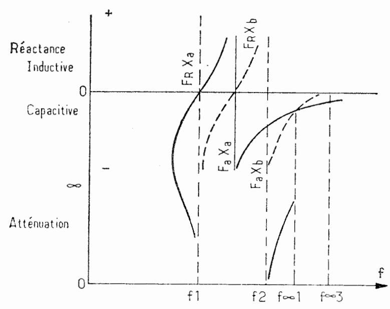


Fig. III-80

On peut observer sur la figure, que la bande passante du treillis est limitée à la région comprise entre la fréquence de résonance-parallèle des cristaux les plus élevés en fréquence (X_b 1 et 2) et la fréquence de résonance-série de ceux les plus bas en fréquence (X_a 1 et 2).

Dans la bande passante, entre F_1 et F_2, les impédances-série et parallèle sont opposées, le pont est déséquilibré et tout le signal d'entrée se retrouve en sortie. Par contre, pour toutes les autres fréquences, les impédances sont semblables, le pont est en équilibre, d'où tension de sortie nulle.

Le demi-treillis.

On voit nettement la similitude de ce montage avec le pont à 4 branches du treillis. Ici, deux des quartz sont simplement remplacés par deux bobinages en série, lesquels sont le point crucial du demi-treillis.

Nous verrons plus loin comment les réaliser avec soin pour que les tensions apparaissant aux enroulements 1-2 et 3-4 soient identiques. Les cristaux étant différents en fréquence, il est évident que si nous injectons un signal à la fréquence de résonance-série de X_a, l'équilibre sera rompu entre X_a et X_b, une tension apparaîtra entre sortie et point milieu du bobinage. Ceci sera également vrai pour la fréquence de résonance-parallèle du même cristal (fig. III-81).

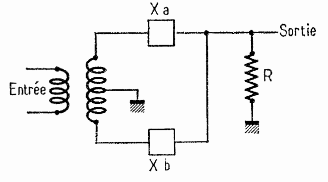


Fig. III-81

La réciproque sera vraie aussi pour le quartz X_b mais le déséquilibre sera de sens opposé.

Nous sommes donc ramenés au cas du treillis et nous devons nous souvenir : la bande passante d'un filtre à quartz est aussi large que l'écart de tous les « pôles » et tous les « zéros ».

Ceci cependant ne nous renseigne pas sur les variations de tension qui peuvent intervenir dans la bande passante. Par exemple, si les cristaux X_a et X_b sont assez éloignés l'un de l'autre en fréquence, nous verrons apparaître un creux prohibitif au beau milieu de notre courbe. Le but essentiel étant d'obtenir une courbe idéale à sommet plat et flancs raides. Il est nécessaire, comme dans le treillis, que la résonance-série de quartz X_b vienne compenser l'atténuation provoquée par la résonance-parallèle de X_a. Nous devrons donc faire coïncider très exactement « pôle » de X_a et « zéro » de X_b.

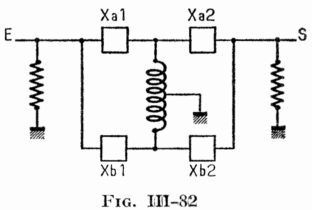


FIG. III-82

Dans la pratique, afin d'améliorer la courbe de sélectivité, on utilise deux demi-treillis dos à dos et nous arrivons enfin au schéma désormais classique du filtre à 4 quartz tel que nous l'avons rencontré dans des montages professionnels (fig. III-82).

Filtre dans lequel $X_a 1$ et $X_a 2$ sont égaux. $X_b 1$ et $X_b 2$ égaux également mais dont l'écart de fréquence par rapport à la paire précédente détermine la bande passante totale du filtre.

Réalisation d'un filtre à 4 quartz.

Soit à construire un filtre destiné au trafic en BLU (émission ou réception). Nous souhaitons une bande passante de l'ordre de 2 500 Hz environ, permettant une bonne reproduction de parole, une atténuation rapide des signaux à l'extérieur de la bande passante, une élimination maximale de la bande passante indésirée. Nous nous sommes fixés une fréquence de 6075 kHz (pour toute autre fréquence la méthode reste valable évidemment).

Nous avons vu dans la première partie de cet article que les cristaux $X_a 1$ et $X_a 2$ doivent être de fréquence identique. Il nous faudra donc deux quartz dont la résonance-série se situe à 6 074 kHz et la résonance-parallèle à 6 075 kHz. La paire $X_b 1$ et $X_b 2$ aura pour résonance-série 6 075 kHz et pour résonance-parallèle 6 076 kHz (fig. III-83).

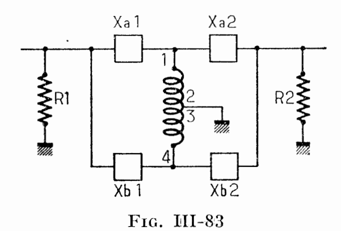


FIG. III-83

La bande passante d'un tel jeu de quartz est donc de 2 kHz à 0 dB, ce qui nous donnera bien les 2 500 Hz espérés à — 6 dB.

Nous verrons plus loin comment obtenir les quartz aux fréquences indiquées.

La bobine de couplage des deux demi-treillis sera bobinée de préférence sur un anneau de ferrite. Notre source d'approvisionnement sera princi-

palement les transformateurs MF 455 kHz, par exemple, ou les mandrins Vogt qui sont fournis avec un pot ferrite de dimension adéquate. Cette dimension n'est absolument pas critique mais doit être compatible avec celle des 4 quartz de façon à obtenir un ensemble compact. Une bonne valeur sera 15 mm de diamètre sur 6 mm de hauteur environ. La bobine ne devant pas avoir d'autre rôle à jouer que celui de coupler très fortement les deux circuits ne sera pas accordée mais au contraire, avoir une fréquence de résonance propre assez éloignée des fréquences des cristaux afin de ne pas perturber leurs différents pôles et zéros par une induction supplémentaire. Le bobinage se fera deux fils en main et comportera une quarantaine de tours en fil sous soie ou émaillé et connecté comme indiqué figure III-84.

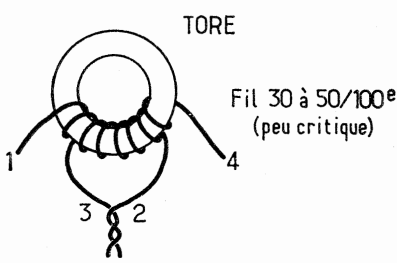


Fig. III-84

L'entrée et la sortie du filtre seront shuntées par une résistance dont la valeur sera déterminée lors des relevés afin d'avoir la meilleure bande passante sans creux excessif au centre. Ces deux résistances auront une valeur comprise entre 500 et 2 000 ohms suivant le cas.

La réalisation mécanique ne présente pas de difficultés majeures. Elle peut se faire soit sur circuit imprimé, quartz montés sans support et soudés au circuit ou sur plaquette isolante en bakélite HF ou époxy en câblage traditionnel, les quartz étant placés sans support, broches enfilées dans des trous de 4 mm, le raccordement étant fait par quelques spires de fil nu soudé en bout de broches (fig. III-85).

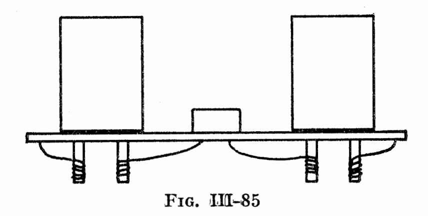


Fig. III-85

La bobine toroïdale sera collée à l'araldite à plat sur le circuit. Le tout sera enfermé dans un boîtier métallique mis à la masse lors de l'installation dans l'ensemble auquel il est destiné, afin d'éviter des couplages directs qui ruineraient les performances du filtre.

Les résistances d'entrée et de sortie devant être accessibles, pourront se trouver sans inconvénient à l'extérieur du boîtier.

Le relevé de la courbe du filtre se fera ensuite suivant la méthode préconisée pour la mesure des quartz, en faisant varier par point la fréquence du générateur HF tout en notant les variations de tension lues sur le VTVM. Ce relevé ne sera valable que si le filtre est inséré dans le montage définitif, sonde HF du VTVM appliquée sur la plaque du tube ou le collec-

teur du transistor amplificateur suivant, afin d'être dans les conditions exactes d'utilisation. Les lectures au voltmètre à lampe seront d'ailleurs facilitées par l'amplification ainsi apportée. Ces mesures seront faites avec différentes valeurs des résistances R_1 et R_2 qui seront finalement sélectionnées suivant les résultats obtenus.

Matériel de mesure indispensable.

En premier lieu, nous citerons le *voltmètre électronique* muni de sa sonde HF. C'est un appareil qui devrait se trouver dans toutes les stations, au même titre que le grid-dip, tellement ses possibilités de travail sont étendues. De nombreuses firmes en proposent en kit à des prix compétitifs (Heathkit par exemple).

Indispensable également un *générateur HF précis et stable* permettant d'apprécier au moins la centaine de cycles. Le fréquencemètre BC221 est un outil parfait. Si l'on a déjà choisi la fréquence du filtre en projet, il est très avantageux de monter un VFO à transistors, commandé par diode Varicap, permettant une excursion en fréquence de 5 kHz environ de part et d'autre de la fréquence centrale. Accessoirement, cet oscillateur variable pourrait être wobulé et la bande passante du filtre ainsi visualisée à l'aide d'un quelconque oscilloscope.

Avant d'entreprendre la construction d'un filtre, une première manipulation s'impose afin de bien assimiler la méthode de mesure et les phénomènes mis en jeu.

Prenons un cristal de fréquence connue et insérons-le entre générateur HF et sonde BF du voltmètre, suivant la figure III-86.

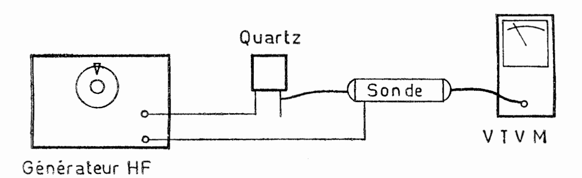


FIG. III-86

Réglons le générateur sur une *fréquence inférieure* de quelques kilohertz à celle du quartz. Le VTVM déviera et nous noterons une tension de 0,3 V, par exemple. Augmentons progressivement et lentement la fréquence du générateur : la tension, stable jusque là, va monter lentement puis brutalement et atteindre 10 à 15 V HF. A ce point précis, la fréquence lue au générateur sera la *fréquence de résonance-série du quartz*. Augmentons

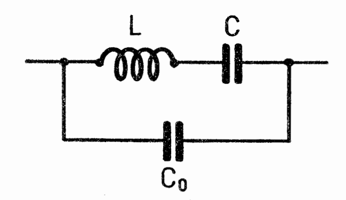


FIG. III-87

encore la fréquence, la tension va descendre très rapidement et *s'annuler* en un point précis qui sera la *fréquence de résonance-parallèle* du cristal. Si nous augmentons encore la fréquence du générateur, nous retrouverons la tension de 0,3 V que nous avions au départ.

Jetons un coup d'œil maintenant sur le circuit équivalent d'un cristal (fig. III-87).

Dans le premier cas, le quartz agit comme filtre de bande très sélectif, dans le second il se comporte comme un excellent circuit « bouchon » (fig. III-88).

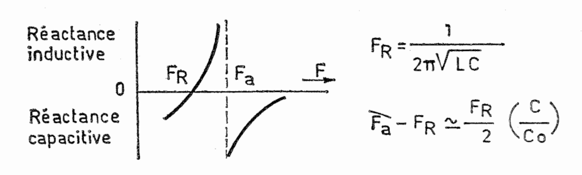


FIG. III-88

En ce qui concerne les quartz FT.243, la fréquence marquée sur le boîtier est (théoriquement) la fréquence de résonance-parallèle car en régime d'oscillation sur fondamentale comme dans l'oscillateur Pierce par exemple, c'est ce mode de résonance qui intervient. Dans le cas d'un montage en oscillateur Overtone, c'est la résonance-série qui est mise en jeu et ceci explique en partie les nombreuses différences que l'on constate en VHF avec les quartz 8 MHz, suivant qu'ils sont utilisés en oscillateur-multiplicateur ou en montage Overtone. Le même quartz peut donner après multiplication par 18 des écarts voisins de 20 à 40 kHz puisque l'écart entre zéro et pôle peut atteindre quelquefois près de 2 500 Hz.

Un seul quartz ne permet pas d'obtenir une courbe de sélectivité utilisable (sauf peut-être en CW) ; on est donc amené à grouper plusieurs quartz convenablement choisis.

Choix des quartz.

On trouve actuellement sur le marché des surplus une série de cristaux FT243 s'échelonnant de 33 kHz entre 5 700 kHz et 8 300 kHz.

Plus rares sont les quartz de ce type compris entre 3 000 et 5 000 kHz. De toute façon s'assurer avant toute réalisation des disponibilités du marché. Dans notre cas personnel, la fréquence choisie est de 6 075 kHz. La fréquence la plus proche existante est de 6073,333 qui convient parfaitement. Donc en premier lieu, se munir d'au moins une dizaine de quartz de cette fréquence. Au prix pratiqué, ce n'est pas ruineux ! Nous commencerons par les trier par fabricant. Cela peut paraître curieux au premier abord, mais il y a de fortes chances pour que des cristaux de même provenance aient le même écart pôle-zéro. Nous mesurerons ensuite pour chaque quartz la fréquence de résonance-série et parallèle que nous noterons soigneusement sur le boîtier si possible. Nous éliminerons sans regret, tout cristal présentant une trop faible lecture au voltmètre, ceci indiquant une activité douteuse.

Les cristaux seront alors numérotés de 1 à 10 suivant l'ordre croissant de leur fréquence de résonance-série.

Les cristaux n° 1 et n° 10, respectivement le plus bas et le plus haut, seront soigneusement mis de côté car ils serviront plus tard à réaliser le BFO ou l'oscillateur de porteuse (bande latérale inférieure et supérieure). Nous choisirons alors parmi les autres quartz, ceux dont la différence pôle-zéro est la plus voisine de la valeur prévue. Nous les classerons à nouveau par ordre croissant de fréquence. Reste l'opération la plus délicate à réaliser, apparier les cristaux.

Taille des quartz.

La taille des quartz demande un certain tour de main, aussi l'on aura soin avant de faire quelques essais sur un de ceux que l'on a mis au rebut.

Plusieurs méthodes se partagent la faveur des amateurs : l'attaque par l'acide fluorhydrique ou l'un de ses composés (produits assez dangereux à manipuler) ; attaque à l'abrasif. C'est cette seconde méthode que nous verrons ici. Le matériau employé sera la poudre de ponce délayée dans une quantité d'eau suffisante pour obtenir une pâte très fluide (on peut également utiliser une feuille de papier abrasif très fin abondamment mouillé). Cette pâte sera répandue sur une plaque de verre (glace). Après avoir démonté soigneusement le quartz de son boîtier, le poser à plat sur la glace et le tenant par les bords, entre le pouce et l'index de façon à ne pas graisser les faces du cristal.

Faire une marque au crayon feutre sur la face libre. Il est impératif de ne travailler que sur une seule face du cristal, toujours la même. Avec une petite gomme crayon rectangulaire que l'on posera fermement sur un angle au centre du cristal, décrire une série de huit (3 ou 4). Nettoyer ensuite le cristal à l'eau pure en ayant toujours la précaution de le saisir par les côtés, le faire sécher, le replacer dans son boîtier et procéder à la mesure de la nouvelle fréquence obtenue. Se rappeler que le fait d'amincir le cristal fait augmenter sa fréquence. S'assurer que la tension lue au voltmètre n'a pas diminué.

On arrive ainsi, après quelques essais, à connaître l'augmentation de fréquence correspondant à un nombre déterminé de « huit ». La méthode décrite est valable pour des glissements de quelque 20 kHz sans perte d'activité du cristal. Il est déconseillé de dépasser les 50 kHz. C'est réalisable sous réserve d'avoir la possibilité de mesurer le parallèlisme des deux faces du cristal qui doit rester parfait. Un micromètre est nécessaire dans ce cas et cet instrument ne se trouve pas tous les jours dans les tiroirs d'OM. Lorsqu'il s'agit d'apparier des quartz, quelques kHz suffisent généralement et l'opération ne présente pratiquement pas de danger.

Une fois ces essais terminés, la véritable opération pourra commencer.

Parmi les quartz sélectionnés en ordre croissant, le plus bas en fréquence sera amené progressivement à la fréquence du 2e quartz (attention à ne pas dépasser, sinon c'est le second qui devra être retaillé à son tour pour rattraper l'erreur !). La méthode de mesure peut être celle précédemment indiquée pour la recherche de la résonance-série des quartz.

On peut également le faire fonctionner en oscillateur. La fréquence d'oscillation sera écoutée au fréquencemètre BC221 que l'on calera au battement zéro. Le remplacement du premier quartz par le second permettra de mettre en évidence tout écart de fréquence puisqu'un battement sera perçu. Il est possible d'apparier les quartz à 10 kHz près.

En possession de cette première paire, le travail consistera à tailler une seconde paire 1 000 ou 1 200 Hz plus haut que la première en procédant de la même façon.

Si malgré toutes les précautions, l'écart entre les deux paires est plus important que celui envisagé (par exemple, plus de 300 ou 400 Hz), inutile de retailler à nouveau la première paire. La bande passante obtenue sera

évidemment plus grande que prévue, mais le filtre se comportera tout de même fort bien. Un léger creux risque d'apparaître au sommet de la courbe, mais il est reconnu qu'une atténuation au centre ne dépassant pas — 3 dB n'altère en rien la qualité de la modulation. La sélectivité maximale est d'ailleurs plus une nécessité à la réception qu'à l'émission et si ce filtre est destiné à votre émetteur BLU, une bande passante de 2 700 à 3 000 Hz vous donnera une bien meilleure qualité de parole qu'un filtre à 2 100 Hz par exemple.

Lorsque le filtre sera complété et mis en place, la courbe de réponse relevée sur papier millimétré en notant les tensions pour chaque point de lecture du générateur HF, il restera à tailler les quartz du BFO ou de l'oscillateur de porteuse (émission).

La fréquence de résonance-parallèle de ces deux quartz est la seule qui nous intéresse dans ce cas, puisqu'il s'agit d'un fonctionnement oscillateur. La fréquence de ces cristaux doit se trouver en un point situé à — 20 dB sur les flancs de la courbe. Elle dépend donc en fait, de la bande passante du filtre et ne peut être calculée à l'avance.

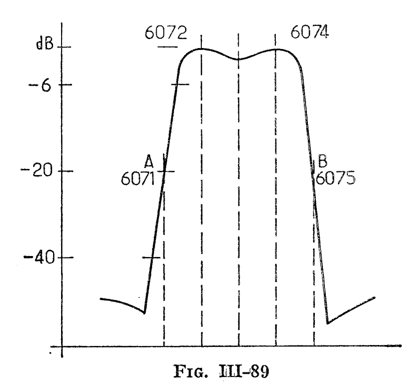


FIG. III-89

D'après la courbe de la figure III-89, relevée sur un filtre à 4 quartz, les deux points — 20 dB correspondent à 6 071 et 6 075 kHz, fréquences sur lesquelles ont été taillés les quartz BFO. En pratique, le montage oscillateur comporte toujours un petit ajustable qui permet un réglage fin. Se rappeler qu'en BLU, une reproduction axée sur les graves indique un oscillateur calé trop près de la fréquence centrale du filtre, une reproduction trop aiguë, au contraire, un oscillateur trop éloigné du centre du filtre.

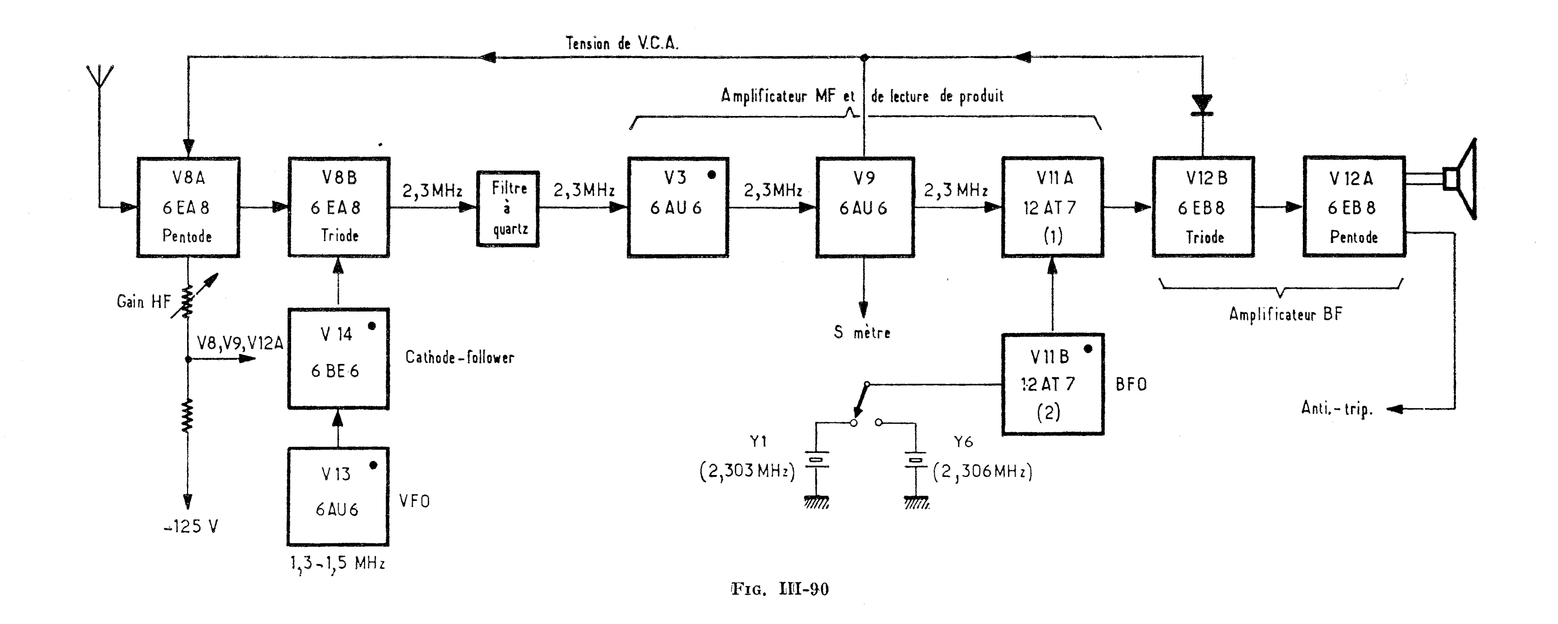
Le compromis est facile à trouver.

Etude F8MI. (Extrait de *Radio-Ref.*)

LE TRANSCEIVER

Le transceiver rencontre de plus en plus la faveur des OM. Cette constatation se justifie pleinement par les avantages qu'offre ce montage. On sait, notamment, que le VFO étant commun au récepteur et à l'émetteur, ce dernier est automatiquement calé sur la fréquence du correspondant, c'est-à-dire sur la fréquence d'écoute du récepteur. Plus de recherche d'un battement nul, plus ou moins précis, avant de transmettre. L'accord de l'étage driver, du circuit plaque et de la charge, ayant été probablement réalisé au milieu de la bande de fréquences dans laquelle on se propose de travailler, il est possible d'intervenir immédiatement pour signaler sa présence.

Il suffit de « fignoler » ensuite ces réglages pour fonctionner dans les conditions optimales.



Tension de V.C.A.
Amplificateur MF et de lecture de produit
V8A
6 EA 8
Pentode
V8B
6 EA 8
Triode
2,3MHz
Filtre
à
quartz
2,3MHz
V3
6 AU 6
2,3MHz
V9
6 AU 6
2,3 MHz
V11 A
12 AT 7
(1)
V12 B
6 EB 8
Triode
V 12 A
6 EB 8
Pentode
Amplificateur BF
Gain HF
V8,V9,V12A
-125 V
V 14
6 BE 6
Cathode-follower
V 13
6 AU 6
VFO
1,3-1,5 MHz
S mètre
V11 B
12 AT 7
(2)
BFO
Y1
(2,303 MHz)
Y6
(2,306 MHz)
Anti.-trip.

FIG. III-90

Certains ne manquent pas de faire remarquer que cet alignement des fréquences de réception et d'émission peut présenter un inconvénient dans certains cas : QRM nécessitant un décalage du réglage à la réception, trafic plus facile à réaliser avec deux fréquences différentes. Cette remarque serait pleinement justifiée si certain dispositifs n'avaient pas été envisagés pour répondre à ces nécessités non impératives, mais souvent confirmées.

Nous allons passer à la description de plusieurs transceivers de réalisations commerciales.

Il nous est particulièrement agréable de présenter tout d'abord à nos lecteurs un tranceiver qui, proposé en kit, offre à l'amateur la possibilité de construire sa station de toutes pièces, sans déconvenue, et d'arriver à une présentation luxueuse dans un fini professionnel. Le secret de Heathkit — car c'est de cette firme qu'il s'agit — est bien connu : un matériel de qualité, des châssis et circuits imprimés réalisés avec précision et surtout un manuel de montage progressif auquel il ne suffit que d'apporter de soi, du soin et de la patience pour obtenir un appareil rigoureusement conforme d'aspect et de fonctionnement à la maquette d'origine. La formule a de nombreux adeptes et correspond aux besoins de nombreux amateurs qui manquent de temps ou de connaissances pour penser un montage aussi complexe que l'est une station, qui manquent de place et de matériel pour réaliser tôlerie, pliage, perçage, etc., ou qui manquent tout simplement de goût pour ces travaux si particuliers.

Notre propos n'est pas de défendre la formule mais de présenter un appareil entièrement construit à partir d'un « kit », réalisation que nous avons effectivement pu réaliser, grâce à l'aimable assistance de la société Schlumberger, importateur du matériel Heathkit.

Il existe, dans la gamme HW, un modèle par bande soit : HW12 (3,5 MHz), HW22 (7 MHz), HW32 (14 MHz), etc., et si nous avons porté notre choix sur le HW12, c'est que la bande 3,5 MHz est une bande méconnue et particulièrement intéressante, que nous voudrions parallèlement voir revaloriser En effet, la propagation, le soir venu est telle qu'on peut y rencontrer des stations de toute l'Europe et y faire des contacts locaux toute la journée bien plus facilement que sur 40 m. Au milieu de la nuit, il n'est pas rare d'y trouver des stations lointaines (W, VK, ZL, etc.). Bien qu'un peu traitée en « vieille dame », la bande 80 m (3,5 MHz), possède encore bien des charmes qu'il faut savoir apprécier. Sa pratique avec le HW12 nous a ouvert de nouveaux horizons et c'est pourquoi nous nous permettons ce plaidoyer en sa faveur.

De plus, les modèles HW22 et HW32 présentent un circuit électrique identique et ne diffèrent que par la fréquence du VFO, du HW12.

Mais il est temps de présenter l'appareil qui fait l'objet de la présente étude. Nous commencerons donc par le transceiver pour terminer par son alimentation HP23 (alternatif) ou HP13 12 V (mobile).

Le schéma.

Comme il est de coutume pour analyser le fonctionnement d'un émetteur-récepteur, nous distinguerons les deux fonctions en commençant par la partie réception que représente le diagramme de la figure III-90.

La section récepteur.

L'étage d'entrée est constitué par une pentode 6EA8 (V8A) réunie à l'antenne par l'intermédiaire du transformateur L_3 et le gain de l'étage est réglé par le potentiomètre de 25 K ohms sur lequel revient la cathode. La liaison à l'étage mélangeur (partie triode du tube V8B s'effectue par le filtre de bande L_2. A noter que L_2 et L_3, couvrant 3,6-3,8 MHz, sont utilisés

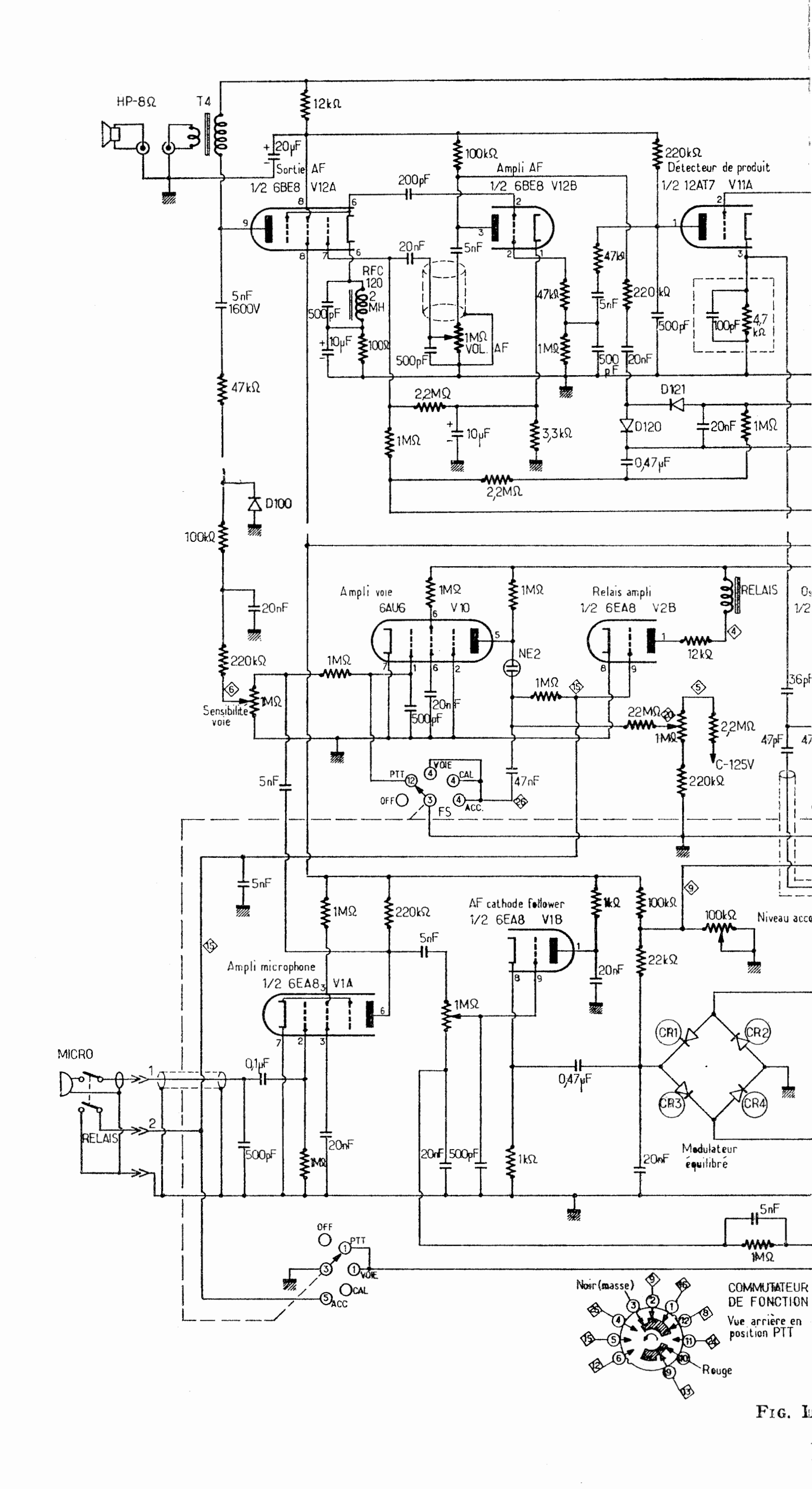
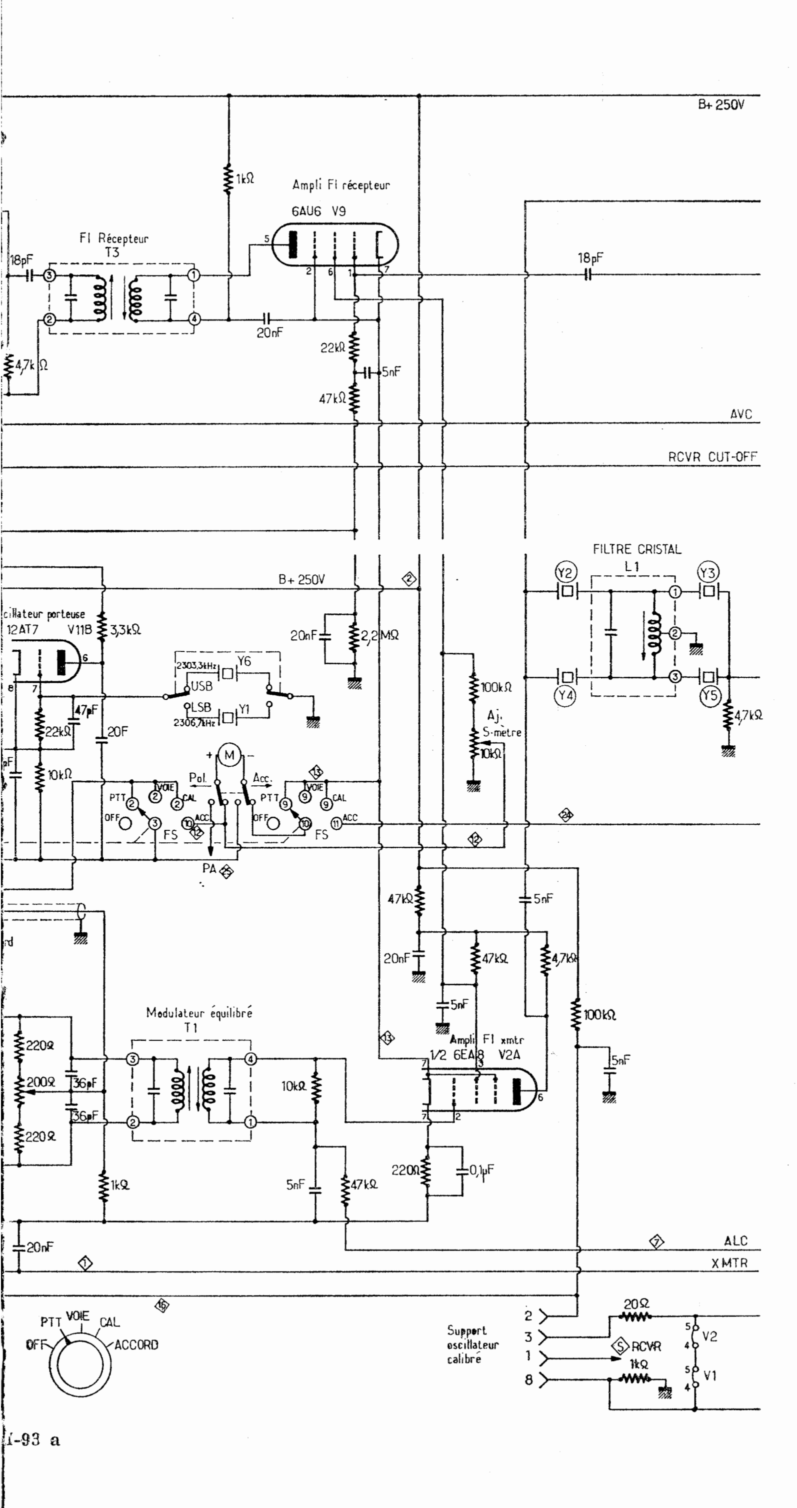

HP-8Ω
T4
12kΩ
20µF
Sortie AF
1/2 6BE8 V12A
100kΩ
Ampli AF
1/2 6BE8 V12B
200pF
220kΩ
Détecteur de produit
1/2 12AT7 V11A
5nF
1600V
RFC 120 2 MH
47kΩ
1MΩ VOL. AF
D121
D120
2,2MΩ
10µF
3,3kΩ
0,47µF
D100
100kΩ
20nF
220kΩ
Sensibilité voie
Ampli voie
6AU6 V10
NE2
Relais ampli
1/2 6EA8 V2B
RELAIS
22MΩ
C-125V
PTT
VOIE
CAL
OFF
FS
ACC.
47nF
36pF
47pF
AF cathode follower
1/2 6EA8 V1B
Niveau acc
Ampli microphone
1/2 6EA8 V1A
MICRO
RELAIS
0,1µF
0,47µF
CR1
CR2
CR3
CR4
Modulateur équilibré
Noir (masse)
Rouge
COMMUTATEUR DE FONCTION
Vue arrière en position PTT

Fig. I


B+ 250V
1kΩ
Ampli FI récepteur
6AU6 V9
FI Récepteur
T3
18pF
20nF
22kΩ
5nF
47kΩ
4,7kΩ
AVC
RCVR CUT-OFF
B+ 250V
FILTRE CRISTAL
L1
Y2
Y3
Y4
Y5
4,7kΩ
cillateur porteuse
12AT7 V11B
3,3kΩ
20nF
2,2MΩ
2303,3kHz
Y6
USB
LSB
Y1
2306,7kHz
47pF
22kΩ
20F
10kΩ
100kΩ
Aj.
S-mètre
10kΩ
M
Pol.
Acc.
PTT
VOIE
CAL
OFF
ACC
FS
PA
47kΩ
5nF
20nF
47kΩ
4,7kΩ
5nF
100kΩ
Modulateur équilibré
T1
220Ω
200Ω
36pF
220Ω
10kΩ
Ampli FI xmtr
1/2 6EA8 V2A
5nF
1kΩ
5nF
47kΩ
220Ω
0,1µF
20nF
ALC
XMTR
PTT VOIE CAL
OFF
ACCORD
Support
oscillateur
calibré
20Ω
RCVR
1kΩ
V2
V1

I-93 a

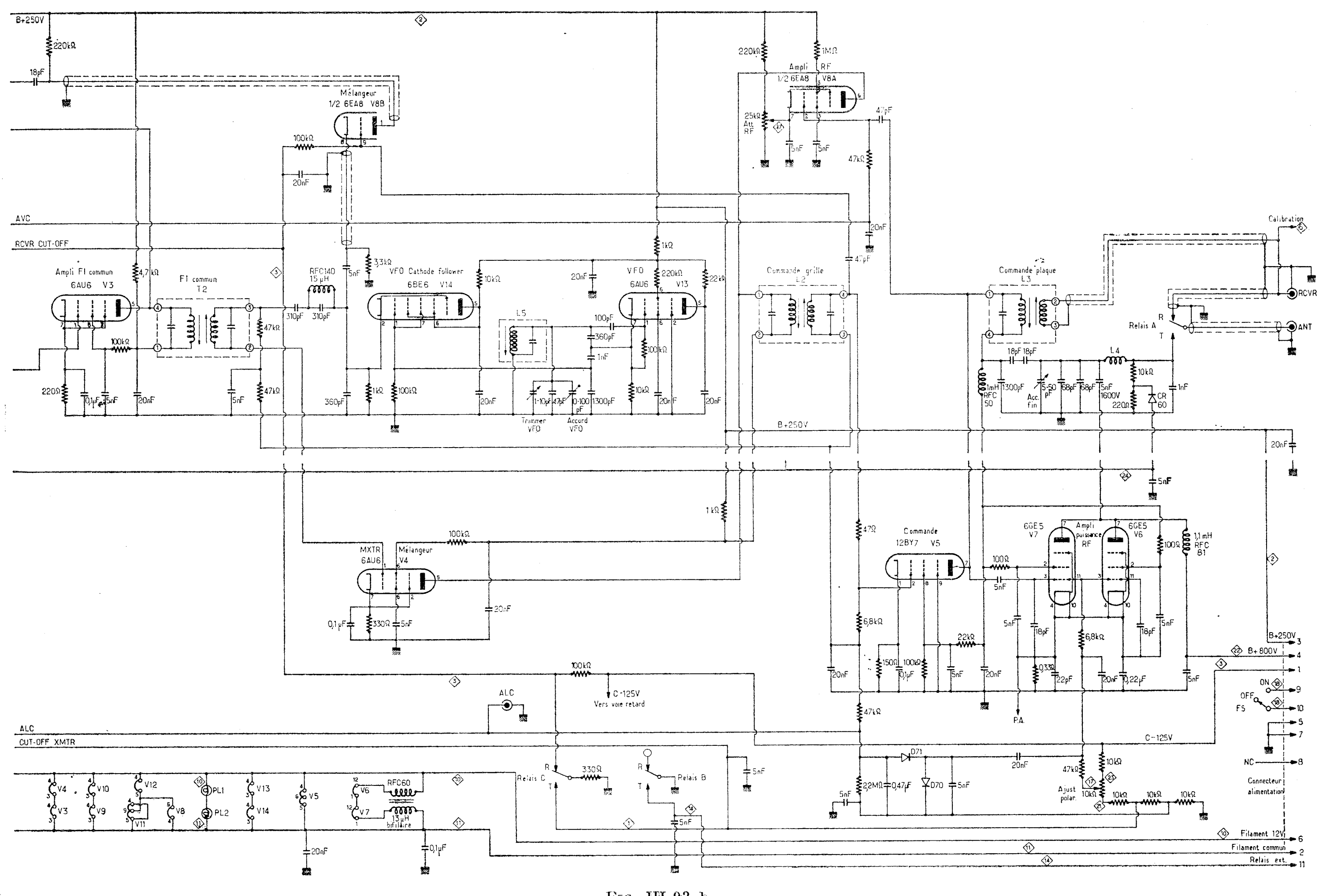

B+250V
AVC
RCVR CUT-OFF
ALC
CUT-OFF XMTR
Ampli FI commun
6AU6 V3
FI commun
T2
Mélangeur
1/2 6EA8 V8B
RFC140
15 μH
VFO Cathode follower
6BE6 V14
L5
Trimmer
VFO
Accord
VFO
VFO
6AU6 V13
Ampli RF
1/2 6EA8 V8A
Att
RF
Commande grille
L2
Commande plaque
L3
Calibration
RCVR
ANT
Relais A
L4
Acc.
fin
RFC
50
CR
60
B+250V
MXTR
6AU6
Mélangeur
V4
ALC
C-125V
Vers voie retard
Relais C
Relais B
Commande
12BY7 V5
6GE5
V7
Ampli
puissance
RF
6GE5
V6
RFC
81
PA
D71
D70
Ajust
polar.
C-125V
B+800V
ON
OFF
FS
NC
Connecteur
alimentation
Filament 12V
Filament commun
Relais ext.
RFC60
13 μH
bifilaire

Fig. III-93 b

également à l'émission, comme nous le verrons plus loin, et sont de ce fait préaccordés une fois pour toutes. Le VFO (V_{13} = 6AU6) également commun, est un oscillateur Colpitts à haute stabilité. La tension HF produite est prélevée sur le pont capacitif C_{133}-C_{134} et appliquée à la grille d'un étage séparateur, adaptateur d'impédance (cathode Follower) comportant une 6BE6 (V_{14}). C'est une tension de fréquence variable entre 1,3 et 1,5 MHz qui est appliquée à la cathode de l'étage mélangeur. Le signal résultant du battement du VFO avec les signaux reçus par l'antenne est de fréquence 3,6 MHz-1,3 MHz = 2,3 MHz. C'est la moyenne fréquence qui est dirigée vers le filtre à quatre quartz à travers une faible capacité (C_{180} = 18 pF). Le système adopté est simple et présente les mêmes caractéristiques de courbe de réponse à l'émission qu'à la réception. La courbe présente des flancs raides avec un sommet raisonnablement aplati ce qui est très favorable pour la réception de la SSB dans le cas de bandes particulièrement encombrées. La figure III-91 donne une idée de l'aspect de la courbe obte-

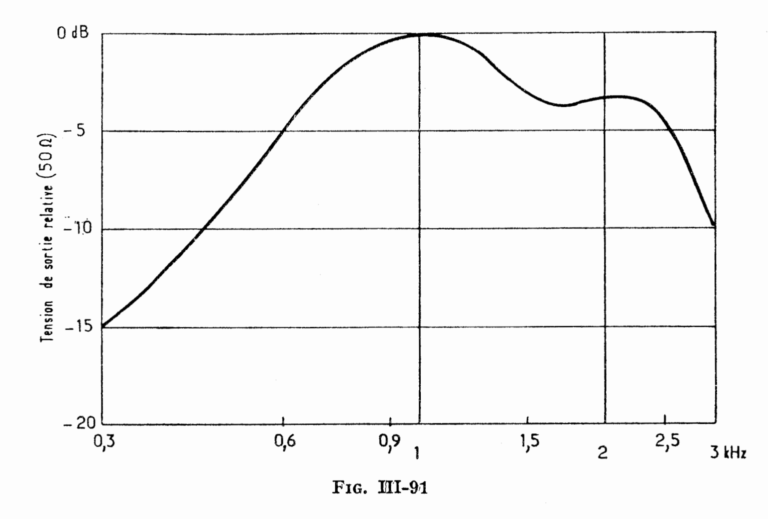


FIG. III-91

nue avec les échantillons que nous avons eu entre les mains. Derrière le filtre et pareillement utilisé à l'émission comme à la réception, nous trouvons avec V_8 (6AU6) un étage amplificateur MF (2,3 MHz) chargé par le primaire du transformateur MF T_2. La tension prélevée capacitivement sur la plaque est appliquée à la grille d'un deuxième étage MF (V_9 = 6AU6). La tension de VCA étant appliquée à la grille du tube, il était normal qu'on insère dans son retour de cathode le S-mètre destiné à lire la puissance des signaux reçus. La liaison s'effectue par un transformateur MF (2,3 MHz). T_3, vers l'étage détecteur de produit constitué par la triode d'une 1/2 12AT7 (V_{11}A) qui reçoit, par liaison cathodique, le signal du BFO (2 303 ou 2 306 kHz) qui est un simple oscillateur à 2 quartz (Y_1-Y_6) mis en service par un commutateur à bascule (BLI-BLS) et qui sert à l'émission de générateur de porteuse à fréquence fixe. Le détecteur de produit agit donc comme un mélangeur du signal reçu avec le signal local pour en restituer le produit et en particulier la différence qui est un signal à fréquence audible.

L'amplificateur BF final qui doit être chargé par un haut-parleur de 8 ohms est constitué par le tube V_{12}, triode-pentode, dont la triode (B) est amplificatrice de tension et la pentode (A) amplificatrice de puissance à seuil d'admission commandé par le potentiomètre de Gain (un mégohm).

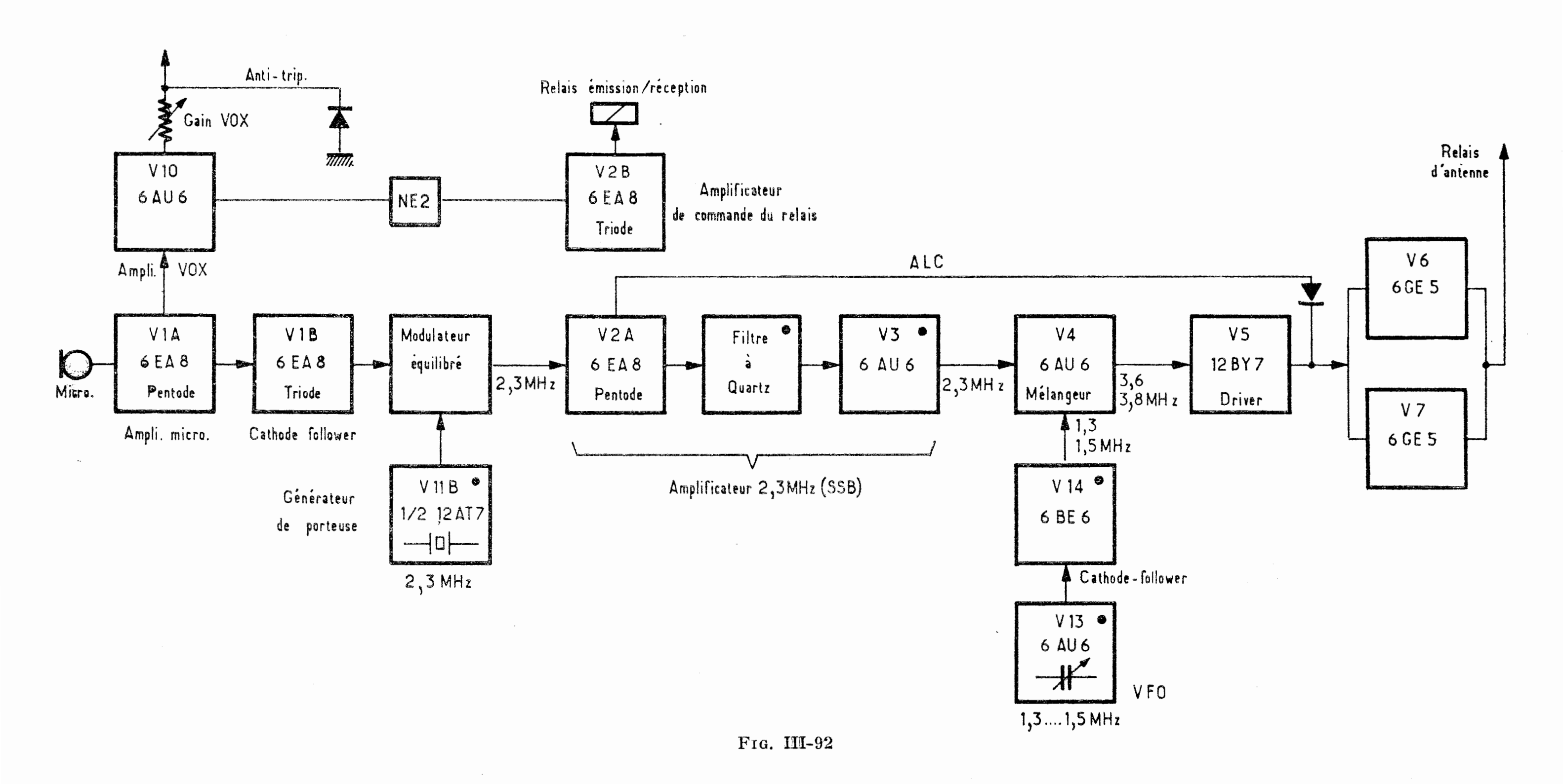
Pour atteindre une parfaite intelligibilité de la parole, la courbe de réponse de l'ensemble a été réduite à la plage 400-3 000 Hz par un système de contre-réaction sélective (fig. III-91). Les tensions BF prélevées à la plaque de l'élément triode, $V_{12}B$, sont appliquées à 2 diodes montées en redresseur doubleur de tension, de telle façon que la tension redressée, proportionnelle à l'intensité du signal reçu, soit négative. Cette tension sera appliquée comme tension de VCA, d'abord à la grille de l'étage d'entrée pour éviter toute saturation ou surcharge sur les signaux forts, ensuite et partiellement à l'étage MF (V_9) et à l'étage BF final ($V_{12}A$). L'étage MF (V_3) étant commun à l'émission et à la réception n'est pas commandé par la ligne de régulation automatique.

La section émetteur.

La figure III-92 en représente le schéma synoptique. Tous les éléments qui y sont figurés avec un point noir sont communs aux deux fonctions (émission et réception). Le point capital de l'émetteur est le modulateur équilibré à quatre diodes (CR_1 à CR_4) qui reçoit dans une branche le signal du générateur de porteuse $V_{11}B$ (1/2 12AT7) — BFO à la réception — (2 300 kHz) et en opposition le signal BF produit par un microphone à haute impédance et amplifié par l'élément pentode V_1A d'un tube 6EA8 dont l'élément triode V_1B sert d'adaptateur d'impédance (cathode Follower). Le micro peut être d'un modèle à pédale manuelle de mise en route (P.T.T.) ou d'un modèle conventionnel. Dans ce cas et en position P.T.T., la borne libre de la prise micro doit être ramenée à la masse de manière à exciter le relais émission-réception. Pour le travail en « V.O.X. », une lampe amplificatrice (V_{10}) à commande de gain variable amplifie les tensions microphoniques qui sont appliquées à la lampe de commande du relais (V_2B), mettant l'appareil en position pour tout signal BF suffisant. Mais revenons au modulateur en anneau précédemment cité. Il se comporte d'abord comme un mélangeur des signaux microphoniques (BF) et du signal HF (2 300 kHz). Le résultat est un signal composite à 2 300 kHz + BF d'où le 2 300 kHz, autrement dit la porteuse pure est exclue. Nous avons donc un signal DSB (double bande latérale) à partir du moment où le potentiomètre d'équilibrage (Carrier Null) de 200 ohms est correctement positionné. Les tensions basse fréquence interviennent pour déséquilibrer le pont et faire naître les bandes latérales de la porteuse supprimée. En position « Tune », le déséquilibre du pont du modulateur est obtenu par injection d'une tension continue à travers les résistances R_1 (100 K. ohms) et R_3 (22 K. ohms), tension qui peut être ajustée par le potentiomètre du « Tune Level ». C'est la position HF pure, qui correspondrait à la position CW d'un émetteur télégraphique.

Mais revenons à la position initiale (P.T.T.), l'inverseur en position LSB. Le signal réduit aux deux bandes latérales est appliqué au transformateur T_1, amplifié par le tube V_2A (6EA8) et couplé au filtre à quartz déjà mentionné pour le récepteur, et dont la bande passante est reproduite figure III-93. Ce filtre a pour effet d'éliminer la bande latérale non désirée (en l'occurrence la bande supérieure); seule la bande latérale inférieure, habituellement utilisée sur la bande 80 m, est transmise intégralement et appliquée à V_3 (6AU6) qui l'amplifie jusqu'au transformateur T_2 qui attaque le mélangeur V_4 (6AU6), lequel reçoit le signal pur, variable en fréquence, du VFO (1,3... 1,5 MHz).

L_2 met en évidence le produit supérieur du mélange (2,3 MHz + 1,3... 1,5 MHz), soit 3,6 MHz à 3,8 MHz SSB. Ce signal est appliqué par le secondaire de L_2, filtre à large bande, à la grille du driver V_5 (12BY7) qui est un tube spécialement conçu pour cet usage. Une résistance-série (R_{50}) de 47 ohms assure une parfaite stabilité à cet étage dont le circuit plaque est chargé par L_3 qui est en même temps le circuit d'entrée du récepteur L_2 et L_3



Anti-trip.
Gain VOX
V10
6 AU 6
Ampli. VOX
NE2
Relais émission/réception
V2B
6 EA 8
Triode
Amplificateur
de commande du relais
Relais
d'antenne
ALC
Micro.
V1A
6 EA 8
Pentode
Ampli. micro.
V1B
6 EA 8
Triode
Cathode follower
Modulateur
équilibré
2,3 MHz
V2A
6 EA 8
Pentode
Filtre
à
Quartz
V3
6 AU 6
2,3 MHz
V4
6 AU 6
Mélangeur
3,6
3,8 MHz
V5
12 BY 7
Driver
V6
6 GE 5
V7
6 GE 5
Amplificateur 2,3 MHz (SSB)
Générateur
de porteuse
V11B
1/2 12AT7
2,3 MHz
1,3
1,5 MHz
V14
6 BE 6
Cathode-follower
V13
6 AU 6
VFO
1,3....1,5 MHz

Fig. III-92

dont des circuits à large bande, préréglés, et qui couvrent la bande 3,6-3,8 MHz sans retouche.

L'étage final comporte deux tubes 6GE5 (V_6 et V_7) en parallèle. La connexion des grilles est découplée à la cathode par les capacités C_{61} et C_{71} pour supprimer les oscillations VHF. La résistance de cathode R_{71} (0,33 ohm) est le shunt de l'appareil de mesure lorsque l'inverseur est en position « Bias Set ». L'étage final fonctionne en amplificateur linéaire avec polarisation fixe des grilles à partir d'un diviseur potentiométrique. En position « réception » cette tension est augmentée pour polariser les grilles au cut-off.

Dans un amplificateur linéaire, des tubes fonctionnent normalement sans courant grille (classe AB1). Si une attaque excessive leur est appliquée, le courant grille apparaît, perturbant la polarisation de l'étage. C'est pourquoi on prélève sur le circuit-grille l'excitation superflue par C_{75} (0,02 nF) et on l'applique à une paire de diodes D_{70}-D_{71} montées en doubleur de tension, à la sortie duquel on recueille une tension négative proportionnelle (ALC) qui est appliquée aux tubes V_2A, V_4 et V_5 pour en diminuer le gain à la manière du VCA à la réception.

Le circuit de sortie est constitué par un filtre en pi, préaccordé sur la bande 80 m avec un seul condensateur variable pour le réglage de 50 pF. Le condensateur de sortie fixe de 1 000 pF détermine une impédanec optimum de charge de 50 ohms environ. Cette valeur serait à modifier avec du câble 75 ohms pour obtenir le meilleur couplage à l'antenne et le plus faible taux d'ondes stationnaires. Il faudrait parallèlement modifier C_{206} ou C_{207} (68 pF) de manière que le condensateur variable continue à couvrir toute la bande.

La haute tension est appliquée aux anodes à travers une bobine d'arrêt (RFC) de 1,1 mH et un condensateur (C_{67}) de 5 nF à fort isolement assure la liaison HF avec le circuit final tout en coupant la composante continue. Une diode CR_{60}, reliée à un diviseur potentiométrique centre-antenne et masse redresse une faible partie de la tension HF en position « Tune ». La tension redressée est envoyée sur le milliampèremètre à fonctions multiples du S-mètre ce qui permet de régler avec précision l'étage final.

Le schéma général est représenté figure III-93 A et B (voir pages 208 à 210).

Circuits auxiliaires.

Nous devons, pour être complet, dire un mot de circuits indispensables ou simplement commodes qui ne sont ni spécialement liés à la seule réception, ni uniquement en fonction à l'émission, mais servent plus ou moins dans l'une et l'autre position. C'est le cas en premier lieu pour le relais qui réunit le coaxial soit à l'entrée du récepteur, soit à la sortie du filtre en pi (section A). La section C commute les tensions de polarisation qui sont, comme on l'a vu, différentes en émission et en réception. La languette B réserve l'avenir en ménageant un moyen de commande d'un amplificateur linéaire extérieur de puissance ainsi qu'un relais d'antenne.

Ainsi qu'on peut le voir sur le panneau avant du HW12, le commutateur de fonctions comporte 4 positions utiles correspondant à des fonctionnements différents.

1° *P.T.T.* (*Push to talk*). Le relais est fermé et en l'absence de modulation, il n'y a aucune porteuse. C'est la pédale du micro qui met à la masse la grille de la lampe de commande du relais (V_9B). Le récepteur est bloqué et la commande de fonction émission est celle du micro.

2° *V.O.X.* La commande émission-réception n'est plus manuelle mais automatique. C'est la voix de l'opérateur qui fait passer l'appareil sur émission et dans les silences le récepteur, débloqué, fonctionne. La lampe

de commande du V.O.X. (V_{10}) est normalement en régime saturé (faible tension anodique, courant élevé). Les alternances positives du signal BF amplifié prélevé sur l'anode de V_1A sont sans effet sur V_{10}, mais les alternances négatives viennent polariser sa grille, diminuent son courant anodique et par voie de conséquence, augmentent la tension d'anode. Le tube à néon (NU_2) s'amorce et V_2B ferme le relais.

Ce circuit comporte une commande de sensibilité (V.O.X.-Sens) et un réglage de la constante de temps de l'ouverture (V.O.X-Delay). Mais comme le V.O.X. commande aussi bien l'émission que la réception, on peut se demander comment les sons émis par le haut-parleur de l'appareil ne le déclenchent pas. C'est l'objet d'un circuit auxiliaire complémentaire (Anti-trip) qui se compose essentiellement d'une diode (D_{100}) redressant une partie de la tension BF de sortie du récepteur.

La tension positive résultante est appliquée à la grille de la lampe de commande V_{10} qui voit son courant plaque augmenter compensant l'effet inverse produit par la tension négative provenant des signaux BF recueillis par le micro et amplifiés par V_1A. Il en résulte que la commande du V.O.X. est aussi la commande de l'Anti-trip.

3° *CAL.* Le support libre qui se trouve derrière le capot qui couvre les lampes finales (V_6, V_7) est destiné à enficher l'oscillateur heathkit 100 kHz pour l'étalonnage précis et la mise en place définitive du cadran.

4° *TUNE.* Le modulateur en anneau est déséquilibré par l'application d'une tension continue entre CR_1 et CR_3. La porteuse réapparaît et il est possible de régler finement le circuit de sortie au maximum de lecture du S-mètre.

L'alimentation.

Le HW12, par ses dimensions et son poids est tout indiqué pour être utilisé en mobile ou en portable. C'est pourquoi on peut se procurer séparément soit une alimentation appropriée (12 V) à transistors, type HP13, soit l'alimentation à partir du secteur alternatif (117-230 V, 50/60 Hz) du type HP23 qui délivrent simultanément 800 V (200 mA), 250 V (100 mA), 130 V (20 mA) et 12 V ,3,75 A).

Conclusion.

La réalisation du HW12, à partir du kit est extrêmement facile, car l'essentiel des composants, à l'exception de ceux qui se fixent sur les panneaux avant et arrière est assemblé sur circuit imprimé et le matériel s'accompagne d'une notice de 70 pages de texte, croquis, schémas et photos qui, ne laissant rien au hasard, donnent l'assurance à qui l'entreprend, d'arriver au résultat, mise au point comprise. Nous avons estimé à 20 h de travail le temps nécessaire à la réalisation et deux réglages, après quoi nous avons pu faire notre première liaison avec une station allemande dans de très bonnes conditions. Nous savons donc de quoi nous parlons !

Voici pour terminer les spécifications du HW12 qui serviront de résumé à cette étude à laquelle nous avons pu nous livrer.

Bande de fréquence couverte : 3 600-3 800 kHz.

Type de transmission : SSB (BLU), bande supérieure ou inférieure.

Puissance Input : 200 W P.E.P.

Impédance d'adaptation : 50 ohms (dissymétrique).

Bande de fréquence transmise : 400-3 000 Hz.

Entrée micro : haute impédance (micro cristal, dynamique ou céramique).

Atténuation de la porteuse et de la bande latérale non désirée : — 45 dB.

Niveau d'entrée micro : — 45 à — 60 dB.
Impédance BF de sortie (récepteur) : 8 ohms.
Puissance BF de sortie (récepteur) : 1 W.
Sélectivité : 2,7 kHz à 6 dB. 6 kHz à 50 dB.
Réjection d'image MF : 100 dB.
Sensibilité : 1 μV à l'entrée pour un minimum de 15 dB de sortie.
Lecture du S-mètre : S_9 correspond à 25 μV (3 700 kHz), 50 μV (3 600 kHz), 30 μV (3 800 kHz) ; S_2 (3 700 kHz) correspond à un signal entrant de 3 μV ; S_9 + 30 dB correspond à un signal entrant de 300 μV.

Remarques sur le HW 32-A.

De conception très semblable il est prévu pour le trafic sur la bande 14 MHz. Il couvre la portion de bande 14 200 à 14 350 kHz, gamme de fréquence accordée aux U.S.A. Mais, en France, on peut transmettre de 14 à 14,1 MHz en télégraphie et de 14,1 à 14,35 MHz en télégraphie et téléphonie.

Il est facile de modifier l'appareil pour couvrir la bande complète en deux sous-gammes. Un cadran spécial, gradué en deux sous-gammes, l'une allant de 14 050 kHz à 14 250 kHz et l'autre de 14 200 à 14 350 kHz est prévu à cet effet. On utilise ainsi, tel quel le HW32, pour la sous-gamme 14 200 à 14 350, et on déconnecte la capacité de 47 pF (C_{205}) en parallèle sur le CV du VFO pour la sous-gamme de 14 050 à 14 250. Remarquons, en effet, que pour faire descendre la fréquence de réception, il faut faire monter la fréquence du VFO. Pratiquement, cette modification s'effectue facilement en disposant un interrupteur entre la masse et la borne du condensateur C_{205} normalement relié à la masse. Cet interrupteur sera fixé sur le panneau avant, à proximité du vernier d'accord. Si l'on désire éviter le perçage d'un trou supplémentaire, on peut résoudre le problème en remplaçant le potentiomètre « Mic gain » par un autre potentiomètre de même valeur (1 MΩ) mais muni d'un interrupteur à tirette.

Par cette disposition, le HW32 couvre aussi une portion de la bande télégraphie et si le HW32 n'est pas spécialement prévu pour travailler en CW, le constructeur a néanmoins envisagé du dispositif permettant le trafic en télégraphie.

UNE REALISATION COMMERCIALE : LE SOMMERKAMP FT-277

Nous ne saurions décrire dans le détail un appareil aussi complexe mais nous nous contenterons d'en faire une étude sommaire, acompagnée, figure III-94, des diagrammes représentant sa conception.

Le Sommerkamp FT-277 est l'appareil le plus compact, le mieux adapté aux différentes possibilités d'utilisation, et d'une technique la plus avancée parmi les transceivers pour radioamateurs. Il est, en outre, le plus puissant appareil portable actuel. Son étude, son exécution technique et mécanique ont nécessité des années de recherche et d'expérimentation. On peut le définir comme le dernier et le plus parfait élément de toute la gamme Sommerkamp et il constitue une application de l'utilisation des derniers développements dans le domaine de l'électronique.

Il s'agit ainsi d'un transceiver à hautes performances, à double conversion de fréquence, tant en Rx qu'en Tx, couvrant les bandes radioamateurs OC de 80 à 10 m, avec une sensibilité de 0,3 μV en réception, et une puissance de 260 W input en SSB, 180 W en CW et 80 W en AM, à l'émission.

Il couvre la gamme CB des 11 m, de 26,9 à 27,4 MHz tant en réception qu'en émission, la bande WWV en réception, plus une gamme auxiliaire

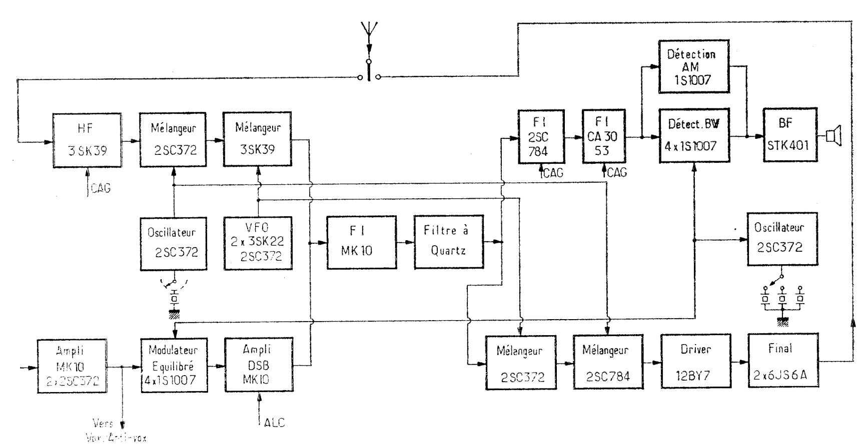


FIG. III-94

(AUX) à utiliser sur les fréquences situées hors des limites couvertes par les bandes amateurs.

Tous ses circuits, à l'exclusion de l'exciter (Driver V_1) et l'amplificateur HF linéaire final (V_2/V_3) sont transistorisés (6 circuits sont réalisés sur des modules à insertion plug-in qui en permettent une facile manutention).

Caractéristiques techniques :

Gammes : 3,5-4, 7-7,5, 14-14,5, 21-21,5, 27-27,5 (bande 11 m), 23-28,5, 28,5-29, 29,29,5, 29,5-30 10-10,5 MHz (WWV) et 2 canaux équipés, sans quartz.

Fonctionnement : SSB (LSB et USB commutables)/CW/AM.

Puissance : SSB : 260 W PEP - CW : 180 W PEP - AM : 80 W - BF : 3 W. Z : 4 Ω.

Suppression de porteuse : supérieure à 50 dB.

Suppression de la 2e bande latérale : — 50 dB à 1 kHz.

Réjection d'image : supérieure à 40 dB.

Réponse en fréquence Tx : 300 Hz/2 700 Hz à 3 dB.

Impédance d'antenne : 50-75 Ω.

Stabilité en fréquence : moins de 100 Hz pour une période de 30 minutes.

Sensibilité Rx sur toutes bandes : 0,3 μV 10 dB signal/bruit.

Avec option filtre CW : 0,6 kHz (—6 dB), 1,2 kHz (—60 dB).

1re *Moyenne fréquence variable Rx :* 5 520/6 020 kHz à 2 dB avec filtre passe-bande toroïdal.

2 *Moyenne fréquence fixe Rx :* 3 180 kHz.

1re *Moyenne fréquence Tx sélectionnée suivant MODE :* 3 185,5 kHz/LSB, 3 178,5 kHz/USB, 3 179,3 kHz/CW/AM.

2e *Moyenne fréquence Tx variable :* 5 520 kHz/6 020 kHz à 2 dB.

Puissance BF Rx : 3 W sur charge 4/8 Ω.

Puissance alimentation : AC RX : 35 W - AC TX : 300 W max. DC 12 V : RX : 0,5 A - TX à 20 A max.

Sur option : Filtre CW XF 30C et ventilateur.

Dimensions : largeur : 34 cm, prof. : 28,5 cm, hauteur : 15,5 cm, poids : 15 kg.

Le Sommerkamp FT-277 constitue un ensemble complet ; son fonctionnement nécessite seulement une antenne et une ligne d'alimentation appropriée suivant l'utilisation (comme station fixe ou mobile).

Pour l'utilisation comme station mobile d'écoute, il a été prévu de réduire au minimum la consommation du courant de batterie ; pour cela, on déconnecte du circuit de batterie, à travers l'interrupteur HEATER, le convertisseur statique DC/AC et les filaments des tubes V_1, V_2 et V_3, permettant ainsi l'alimentation de la seule section transistorisée du récepteur (0,5 A).

Sont parties intégrantes du FT-277, les circuits auxilaires du VOX, le Monitor avec une note modulée pour CW, l'Anti-trip, le calibrateur 25 et 100 kHz, le Noise-Blanker (ANL), l'adaptateur pour second VFO extérieur et canaux fixés à quartz, le haut-parleur et le contrôle Clarifier pour déplacement de plus ou moins 5 kHz (accord fin), en réception, par rapport à la fréquence d'émission (R.I.T.). Le filtre CW est à monter sur le module 2e FI-Rx-PB 1 078a ; comme les connexions avec le commutateur Mode sont déjà effectuées dans le circuit de commutation, il suffit de passer sur CW pour que automatiquement, la bande passante de la 2e Fi Rx soit coupée à 600 Hz.

Le transceiver a été étudié de manière à s'adapter de la façon la plus pratique possible, avec différentes exigences d'utilisation : en fixe, mobile ou portable. Le système utilisé pour le changement d'alimentation AC/DC, à l'aide de différents câbles (à insérer sur la partie postérieure de l'appareil) permet une adaptation rapide aux différentes conditions d'installation.

MONITEUR DE TELEGRAPHIE TRANSISTORISE

De nombreux OM aiment entendre leurs propres signaux en télégraphie afin de manipuler correctement. D'ailleurs ce dispositif existe sur de nombreux récepteurs modernes sous le nom de « CW Monitors ». Le moniteur que nous avons trouvé dans Radio-Ref (3-69) est transistorisé et autonome.

Le principe de fonctionnement de ce moniteur est très simple. La HF induite dans une petite antenne est redressée par une diode et polarise un transistor monté en amplificateur de courant continu. En se débloquant, ce transistor alimente un petit oscillateur BF qui produit un signal audible que l'on pourrait fort bien écouter au casque mais qui, dans le cas particulier est amplifié par un transistor supplémentaire de façon à actionner un petit haut-parleur.

Voilà pour les généralités. Examinons maintenant le schéma (fig. III-95).

Dans un but de simplification, il n'y a pas de circuit accordé. Celui-ci est inutile si l'appareil est placé à proximité de l'émetteur. Une simple bobine d'arrêt de 2,2 mH dérive la HF sur la diode et, après filtrage par un condensateur de 2 nF, le courant redressé développe une tension positive aux bornes d'un potentiomètre de 470 000 ohms. Lorsque celui-ci est fermé, la base de T1 est à la masse et son collecteur n'est traversé que par le courant de fuite du transistor. Au fur et à mesure que l'on ouvre le potentiomètre, la tension sur la base de T_1 augmente, le transistor se débloque, puis se sature et son courant de collecteur vient alimenter l'émetteur de T_2.

Ce deuxième transistor fonctionne en oscillateur à rotation de phase, montage classique qui fournit une sinusoïde bien régulière sur l'écran de l'oscilloscope et une note BF agréable. Pour les OM mélomanes, signalons qu'elle correspond au mi bémol du quatrième interligne de la clé de sol soit, environ 1 240 Hz.

Il serait parfaitement possible de s'en tenir là et d'écouter la télégraphie au casque ; il suffirait pour cela de le brancher entre C5 et la masse.

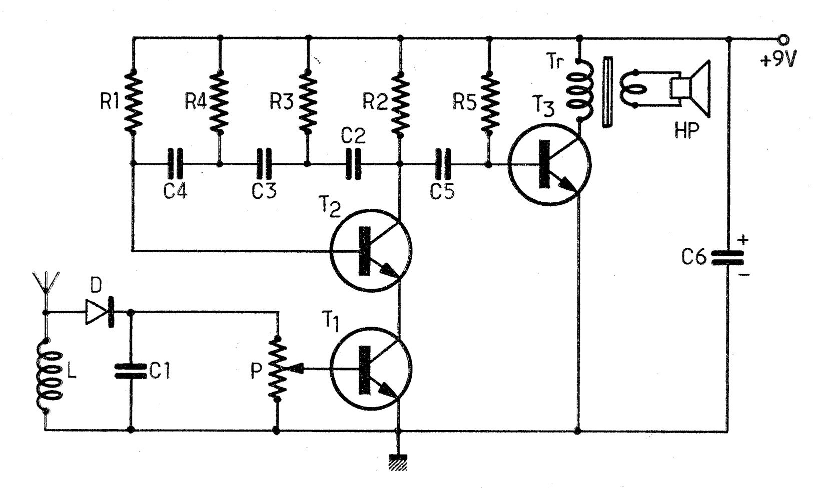


Fig. III-95

Mais pour éviter la sujétion du casque, on peut ajouter un troisième transistor qui sert d'amplificateur BF.

C'est ce qui a été fait, en utilisant un petit HP récupéré sur un récepteur de poche inutilisé. Comme son impédance n'était que de 3,5 ohms, on a été obligé d'utiliser un transformateur BF mais il est clair que cette dernière partie du montage n'est absolument pas critique et que n'importe quel ampli BF simple convient.

Voyons maintenant la réalisation : figure III-96.

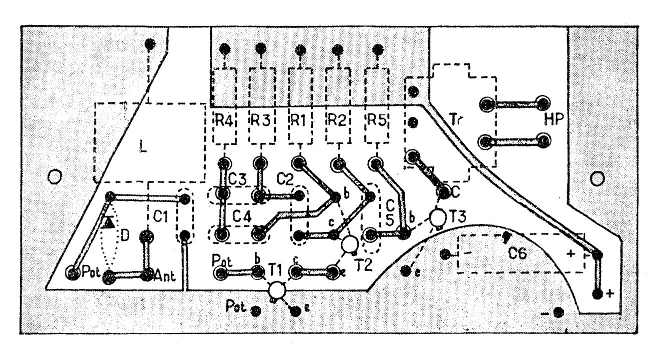


Fig. III-96

Le montage est construit, bien entendu, sur circuit imprimé et se loge très à l'aise dans une boîte en aluminium de 18 × 9 × 4,5 cm. Les transistors sont des BC108, mais tout autre type peut convenir.

Bien entendu, si l'on utilise des PNP, toutes les polarités (notamment celle de la diode) sont à inverser. Les seules valeurs de composants qui puissent varier un peu suivant le type de transistor utilisé sont les résistances de polarisation de base de T_2 et T_3.

L'antenne est constituée par un bout de corde à piano de 30 cm monté sur une fiche banane miniature, mais l'appareil fonctionne également bien

avec un simple fil souple. La grille de HP consiste en une quinzaine de trous de 2 mm de diamètre percés en quinconce dans le couvercle de la boîte. Un mot enfin du porte-pile réalisé de façon simple et efficace au moyen d'une pince vendue en quincaillerie sous le nom de « Terry Clip ».

Ajoutons pour terminer, et notamment à l'intention de ceux qui ne sont pas encore licenciés que ce petit appareil peut très bien servir pour l'entraînement à la lecture au son. Il suffit pour cela de court-circuiter provisoirement l'émetteur de T_2 avec la masse et d'insérer le manipulateur dans le circuit d'alimentation.

Le circuit imprimé représenté à la figure III-96 est vu du côté cuivre ; les composants représentés en pointillé se trouvent au verso de la plaquette.

Valeur des composants :

R_1 : 820 kΩ 1/2 W
R_3, R_2, R_4 : 2,2 kΩ 1/2 W
R_5 : 470 kΩ 1/2 W
C_1 : 2 nF céramique
C_2, C_3, C_4 : 25 nF céramique
C_5 : 0,1 µF céramique
C_6 : 100 µF chimique

T_1, T_2, T_3 : BC108
L : 2,2 mH type R40 (Pigeon Voyageur)
D : AA119 ou équivalent
P : Pot 470 kΩ avec inter.
Tr : TRSS 12 Audax
HP : 3,5 Ω

Réalisation F6AEE.

MANIPULATEUR ELECTRONIQUE AUTOMATIQUE

Cet appareil sert à manipuler n'importe quel émetteur en graphie ; il génère électroniquement une série de points et de traits, à la vitesse désirée, par le seul déplacement à droite ou à gauche du bouton de commande.

Le circuit peut se diviser en trois parties principales : générateur de points et de traits, étage pilote et final, générateur de note pour le contrôle de la manipulation. Si l'on observe le schéma bloc de la figure III-97 on remarque que le cœur du système est constitué par le multivibrateur équipé des transistors Q_1 et Q_2, du fait que celui-ci fournit les signaux de commande pour la formation des points directement et des traits par l'intermédiaire du bistable.

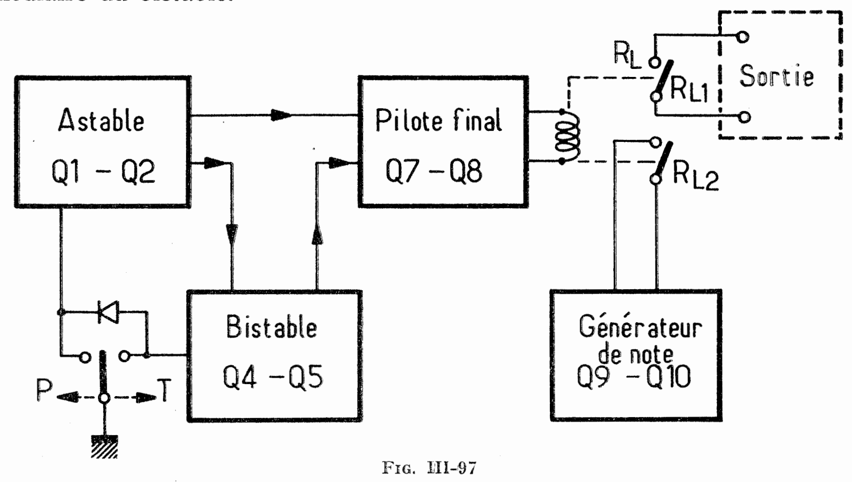


Fig. III-97

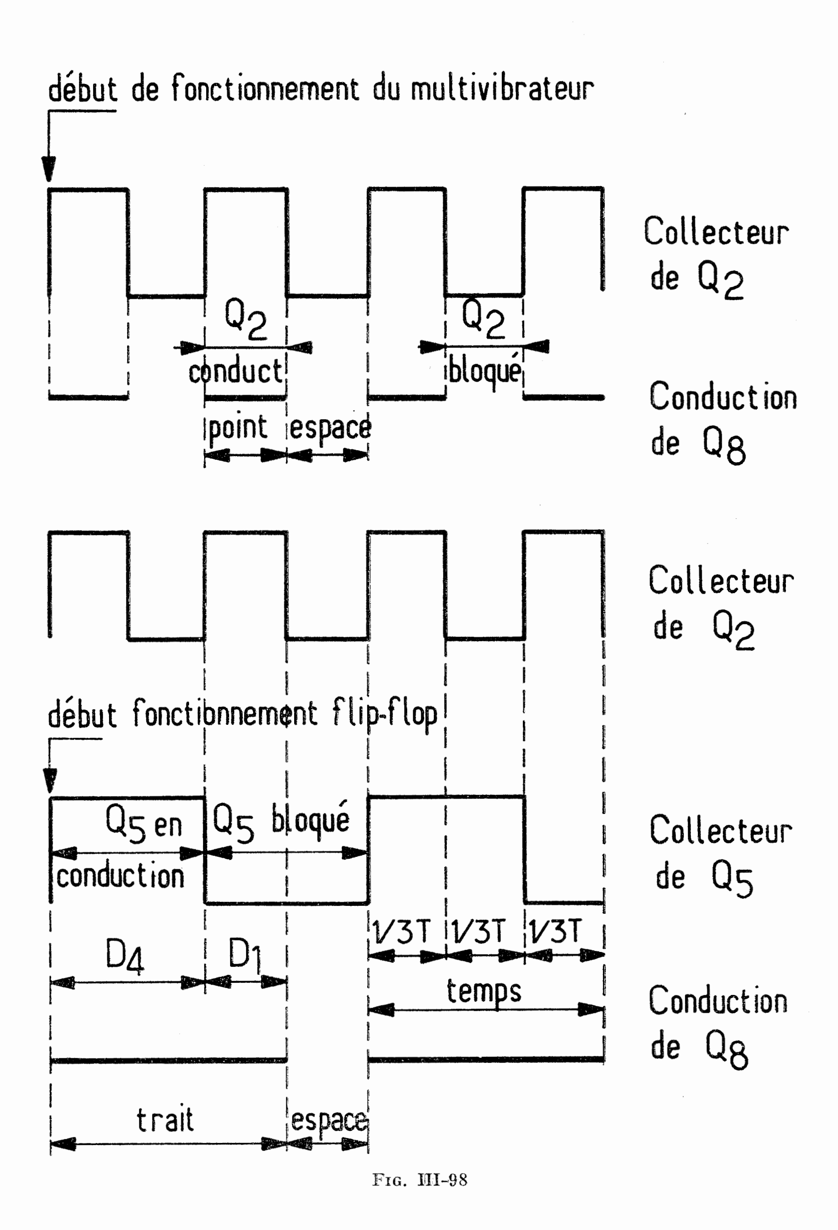

début de fonctionnement du multivibrateur
Collecteur de Q2
Q2 conduct
Q2 bloqué
Conduction de Q8
point
espace
Collecteur de Q2
début fonctionnement flip-flop
Q5 en conduction
Q5 bloqué
Collecteur de Q5
1/3T
1/3T
1/3T
D4
D1
temps
Conduction de Q8
trait
espace

Fig. III-98

Formation des points : Au moment de la mise en service, les différents transistors se trouvent dans les conditions suivantes : Q_1, Q_4, Q_7 à l'état de saturation ; Q_2, Q_3, Q_5, Q_6 et Q_8 bloqués. En plaçant la commande sur la position P, on met à la masse la base de Q_3, du type NPN, qui passe instantanément à l'état de saturation, mettant ainsi à la masse l'émetteur de Q_2.

De cette façon, le multivibrateur entre en fonctionnement ; ce générateur astable délivre une onde rectangulaire dont nous n'utilisons seulement que les demi-ondes positives.

Considérons alors la sortie du circuit ; chaque fois que Q_2 conduit, à travers la diode D_1 qui est polarisée en sens inverse, le point de jonction entre R_{14} et R_{13} se trouve au potentiel de masse et Q_7 ayant sa base positive est bloqué. Sur la base de Q_8, on trouve ainsi une tension négative, prélevée sur le diviseur constitué par les résistances R_{16}, R_{17}, R_{18} et le transistor excite le relais R_L.

Pendant les demi-périodes négatives, Q_2 est bloqué, la diode D_1 est polarisée en sens inverse et Q_7 reste conducteur bloquant Q_8. Il s'ensuit que le relais suit de cette manière l'allure de l'onde carrée, actif aux cours des demi-périodes positives, non excité au cours des demi-périodes négatives.

Formation des traits. Sur la position P du manipulateur pour la formation des points, la diode D_6 est polarisée en sens inverse bloquant Q_6. En plaçant le levier du manipulateur sur la position « T » le transistor Q_6 se trouve porté instantanément en conduction et débloque le flip-flop constitué par les transistors Q_4 et Q_5, tandis que D_6, polarisée en sens direct, conduit et relie la base de Q_3 à la masse, mettant ainsi le multivibrateur en fonctionnement.

Nous avons alors deux circuits fonctionnant simultanément : le multibrateur et le flip-flop, ce dernier piloté par le précédent ; les sorties prélevées sur les collecteurs de Q_2 et Q_5, additionnées par les diodes D_1 et D_4, commandent l'étage pilote Q_7. En effet Q_7 se bloque (et Q_8 conduit) chaque fois, et pour tout le temps où le point entre R_{13} et R_{14} est relié à la masse, à travers D_1 et D_4, pour la conduction de Q_2 et Q_5 respectivement.

Pour mieux comprendre le fonctionnement, observons l'allure de l'onde carrée de la figure III-98. Comme on le voit, à chaque impulsion positive, le flip-flop change d'état et le transistor Q_8 conduit pendant le temps résultant de la somme des temps de conduction de Q_2 et Q_5. De cette manière on obtient la parfaite correspondance des relations entre point trait et espace. Comme on le sait, un trait correspond à la durée de trois points et l'espace à la durée d'un point.

Générateur de note. Il est constitué par un multivibrateur à transformateur avec haut-parleur disposé à la sortie, et alimente à travers le contact R_{L2}. De cette façon, on obtient le contrôle de la manipulation effectuée sur l'émetteur auquel est branché le manipulateur (fig. III-99).

Passons à l'étude du rôle des différentes commandes. Le potentiomètre P_2 règle la vitesse de manipulation en variant la fréquence du multivibrateur ; l'ouverture de T_1 déplace la gamme de vitesse obtenue par le réglage de P_2 en diminuant la fréquence du multivibrateur de manière que la vitesse maximum de la gamme basse corresponde à la vitesse minimum de la gamme élevée.

Le commutateur I_2 transforme le manipulateur automatique en semi-automatique. Sur la position automatique, la diode D_5 est court-circuitée et le relais R_L est excité par le courant de saturation de Q_8 ; quand le commutateur est en position semi-automatique, en plaçant le manipulateur sur « L » on relie directement le positif au relais tandis que la diode bloque le transistor.

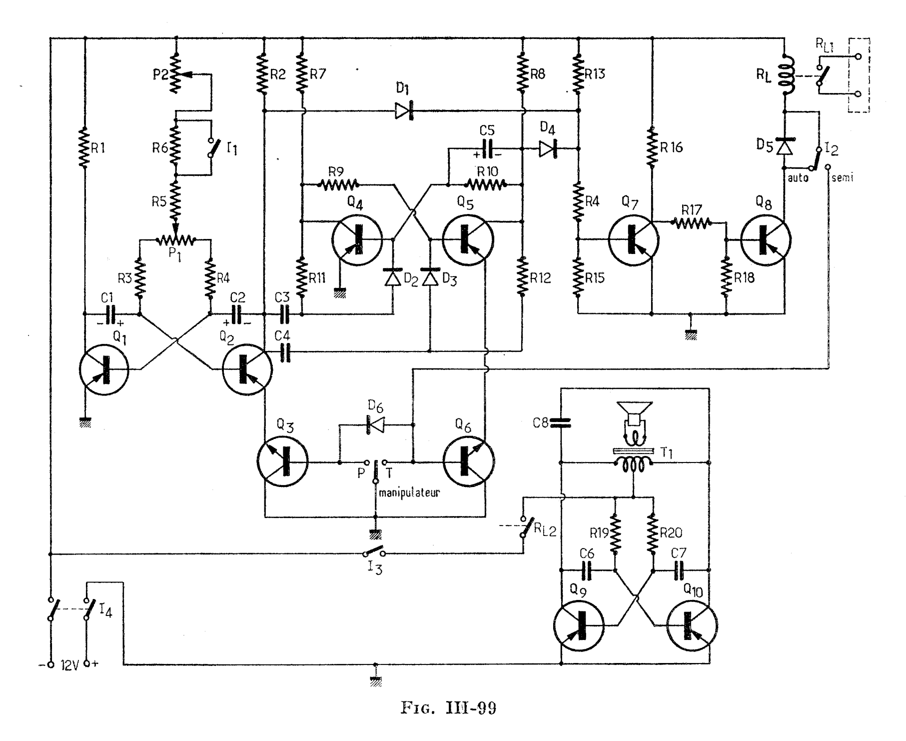


FIG. III-99

Ainsi les points sont produits électroniquement et les traits manuellement.

Tarage. Il est très utile de pouvoir disposer d'un oscillographe pour effectuer le réglage du potentiomètre P_1 afin d'obtenir un rapport parfait entre lettres et espaces nécessaires pour une transmission correcte. On relie l'oscilloscope au collecteur de Q_7 et le manipulateur maintenu en position point, puis on règle P_1 afin d'avoir une parfaite symétrie de l'onde carrée.

Les deux autres réglages concernent la mise au point des deux vitesses de transmission : mettre P_1 au maximum et avec le manipulateur toujours en position point, régler à l'oreille le trimmer R_5 avec I_1 fermé de manière à obtenir une vitesse de peu supérieure à la vitesse maximum voulue et qui dépend de l'habileté de l'opérateur ; éventuellement laisser P_1 à environ 3/4 de sa course de manière que, lorsqu'on sera familiarisé avec ce manipulateur, on puisse ultérieurement augmenter la vitesse sans retoucher au tarage interne. Mettre P_1 au minimum et observer sur l'oscilloscope deux ou trois périodes de l'onde carrée ; ouvrir I_1, mettre P_1 au maximum et régler le trimmer R_6 afin d'avoir quatre ou cinq périodes. On obtient ainsi une large variation de vitesse divisée en deux gammes qui se superposent au centre. En l'absence d'oscilloscope, on peut procéder plus empiriquement en contrôlant avec un voltmètre 20 kΩ/V la tension de collecteur des deux transistors du multivibrateur et régler P_1 jusqu'à ce que les deux valeurs de tension s'équilibrent (toujours avec le manipulateur sur la position P).

R_1, R_2 = 1 500 Ω ; R_3, R_4 = 330 Ω ; R_5, R_6 = 2,2 kΩ ç R_7, R_8, R_{18} = 1000 Ω
R_9, R_{10}, R_{14} = 3 300 Ω ; R_{11}, R_{12} = 10 kΩ ; R_{13} = 2 200 Ω

R_{15} = 5,6 kΩ ; R_{16}, R_{17} = 470 Ω ; R_{19}, R_{20} = 27 kΩ.

Toutes les résistances sont de 1/4 ou 1/2 W.

C_1, C_2 = 20 μF 25 V ; C_3, C_4 = 20 000 pF ; C_5 = 10 μF 25 V ; C_6, C_7, C_8 = 47 000 pF.

D_1 = D_2 = D_3 = D_4 = D_5 = OA81

Q_1 = Q_2 = Q_4 = Q_5 = Q_7 = Q_9 = Q_{10} = AC132

Q_3 = Q_6 = 2N421N

Q_8 = ASZ15

R_L = relais 200-300 Ω.

MANIPULATEUR ELECTRONIQUE AUTOMATIQUE UK 850

Cet ensemble, disponible sous forme de « kit » permet de réaliser un excellent manipulateur électronique automatique qui, disposant d'un relais incorporé, peut être relié à n'importe quel émetteur de manière à obtenir une manipulation parfaite, semblable à celle des manipulateurs à ruban perforé.

Afin de rendre possible le réglage de la vitesse, l'appareil dispose d'une double commande. La première, du type à commutateur sur la position « LO » permet des variations de vitesse comprises entre 5 et 12 mots à la minute, tandis que sur la position « HI » ces variations vont de 12 à 40 mots minute.

La seconde commande, de type potentiométrique, permet de plus le réglage de la vitesse dans la gamme choisie à l'aide du commutateur précédent.

Une autre commande, également par potentiomètre, règle la longueur des points par rapport à celle des traits, tout en maintenant constant leur rapport en durée.

L'UK850 peut être aussi utilisé comme manipulateur semi-automatique ; dans ce cas, tandis que les points sont exécutés automatiquement, les traits sont transmis manuellement. De cette façon, il est possible de modifier leur durée. Un oscillateur incorporé, réglable en intensité, est relié à un haut-parleur, ce qui rend possible le contrôle auditif de la manipulation.

Le schéma électrique du manipulateur électronique est représenté à la figure III-100.

Les transistors Tr_1 et Tr_2, du type AC128, constituent un générateur de signaux en dents de scie. Quand le manipulateur se trouve dans la position de repos, Tr_1 est conducteur tandis que Tr_2, qui n'est pas polarisé reste bloqué.

Dès que le manipulateur ferme le circuit, qu'il soit du côté point ou du côté trait, le transistor Tr_2 passe à l'état de légère conduction, et ainsi débute la charge du condensateur électrolytique C_5.

Le condensateur de contre-réaction C_1, disposé entre l'émetteur de Tr_1 et celui de Tr_2, permet d'appliquer une partie de la tension inverse au transistor Tr_1. Après amplification par ce dernier, cette tension est restituée à la base de Tr_2 qui, étant soumis à une augmentation de polarisation donne lieu à son tour, à une plus grande conduction de Tr_2 même. Ainsi, le condensateur C_5 peut se recharger plus rapidement.

Quand la charge du condensateur C_5 atteint la valeur de la tension d'alimentation, le transistor Tr_2 se bloque parce que son circuit émetteur-base est polarisé en sens contraire. Le condensateur C_5, donc, se décharge à travers les résistances R_8, R_6 et le potentiomètre P_1. De cette manière, le cycle se répète dès que C_5 est complètement déchargé.

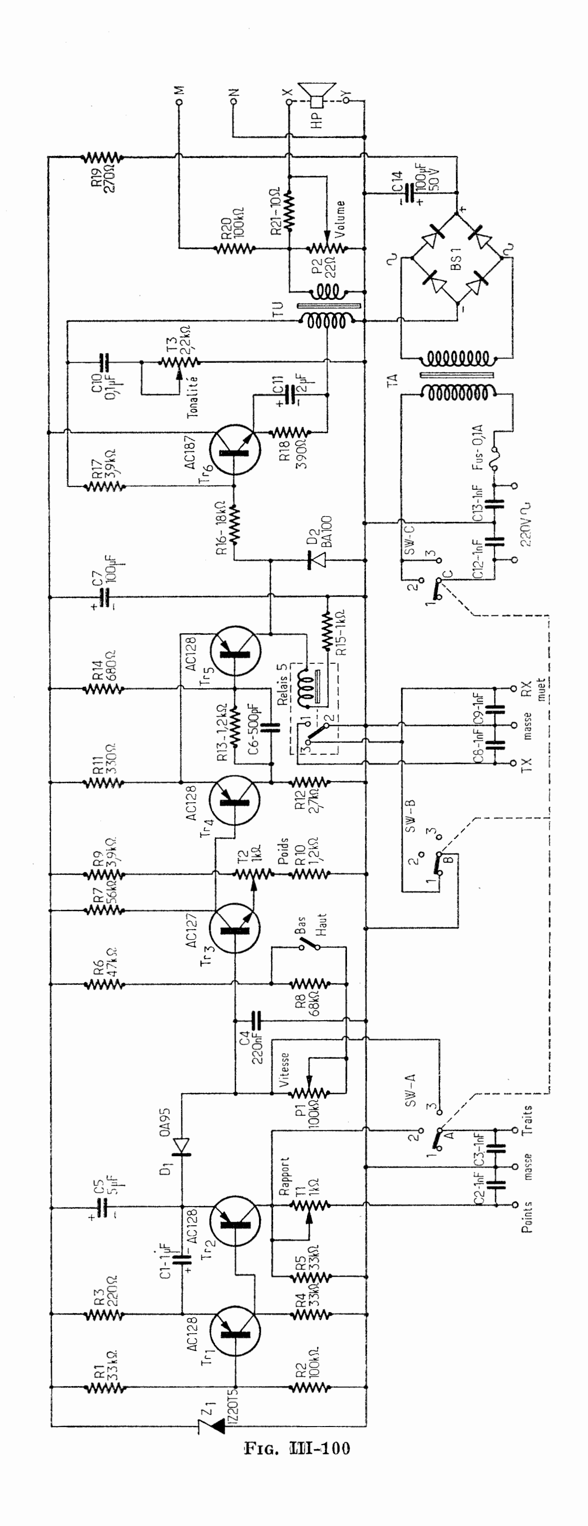


FIG. III-100

Avec ce circuit, on obtient donc une tension en dents de scie, dont la constante en amplitude varie selon que le manipulateur se trouve dans la position « points » ou dans la position « traits ».

En effet, quand le manipulateur est disposé sur la position correspondant à l'émission des traits (dashes), le condensateur C_5 se charge à la limite de la tension d'alimentation ; quand, au contraire, il est sur la position correspondant aux points (dots), C_5 se charge à la moitié de la valeur précédente par la présence du potentiomètre semi-fixe T_1. Ce dernier doit être réglé de manière à obtenir ces conditions de fonctionnement comme l'indique clairement la figure III-101.

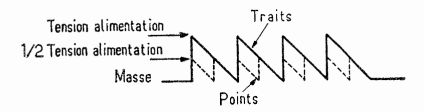


FIG. III-101

En pratique, ce réglage permet de modifier la vitesse des points par rapport aux traits.

Comme on le voit également sur cette figure, la fréquence d'oscillation du circuit temporisateur-pilote, quand le manipulateur se trouve sur la position correspondant aux points, devra être double de la fréquence d'oscillation relative aux traits.

Le transistor Tr_3 du type AC127, fonctionne comme inverseur de phase-amplificateur et son collecteur est relié directement à la base de Tr_4. La tension de polarisation d'émetteur de Tr_3 est réglable au moyen du potentiomètre T_2 de 1 kΩ. Par son action, on agit sur la longueur des points, des traits et des espaces (fig. III-102).

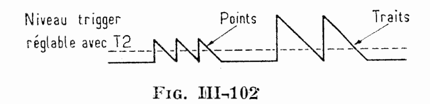


FIG. III-102

Les transistors Tr_4-Tr_5 Trigger et Schmitt. Dans un circuit de ce genre, quand le premier transistor est bloqué, le second, en ce cas Tr_5, se trouve en état de conduction ; en conséquence le relais disposé dans le circuit collecteur est attiré, tandis qu'il ouvre quand Tr_5 est bloqué.

En pratique, le trigger de Schmitt se comporte exactement comme un interrupteur qui se ferme chaque fois que la tension de polarisation de base atteint un niveau déterminé et s'ouvre si la tension descend au-dessous de ce niveau.

La tension qui établit le niveau d'entrée du circuit trigger, comme nous l'avons vu ci-dessus, est fixée au moyen du potentiomètre T_2.

Le relais, bien entendu, peut être utilisé pour commander n'importe quel émetteur radiotélégraphique.

Le collecteur du transistor Tr_5 est aussi relié à la base de Tr_6 qui fonctionne en oscillateur BF et qui permet de contrôler, au moyen du haut-parleur incorporé, la qualité de la manipulation. La sortie de cet oscillateur est réglable au moyen du potentiomètre P_2 de 22 kΩ.

La tension du secteur est abaissée au moyen du transformateur TA redressée au moyen du pont de diodes BS_1, filtrée par les condensateurs C_{14} et C_7 ainsi que la résistance R_{19} et enfin stabilisée au moyen de la diode zener Z_1.

Le manipulateur électronique peut fonctionner de façon semi-automatique en agissant sur le commutateur correspondant. Dans ce cas, l'émission des traits s'effectue manuellement en coupant la section correspondante du temporisateur-pilote.

Le montage de l'appareil s'effectue sur un circuit imprimé fourni avec la boîte de montage.

Mise au point.

La mise au point du manipulateur électronique UK850, ne présente aucune difficulté et peut s'effectuer à l'oreille en réglant d'abord le trimmer T_1, de manière à obtenir le rapport exact entre les points et les traits ensuite le trimmer T_2 pour la durée des points, des traits et des espaces. Le potentiomètre régulateur de la vitesse devra être disposé sur une position intermédiaire.

Les opérations de mise au point peuvent aussi s'effectuer instrumentalement en reliant les bornes de sortie du relais à l'échelle la plus basse d'un ohmmètre et en maintenant le potentiomètre SPEED sur une position intermédiaire.

En plaçant le manipulateur sur la position des traits (dashes) on réglera T_2 de manière que l'aiguille de l'instrument devie de 5 à 10 % de l'échelle totale. On passe ensuite sur la position points (dots) et on règle T_1 de manière à obtenir une déviation à mi-échelle.

Ces opérations suffisent pour une bonne mise au point du manipulateur électronique et ou ne devra plus retoucher aux trimmers T_1 et T_2.

Le trimmer T_3 sera réglé, une fois pour toutes, de manière à obtenir, dans le haut-parleur, la tonalité désirée, tandis que le volume est réglable de l'extérieur au moyen de P_2.

La vitesse, quant à elle, sera déterminée en agissant sur l'interrupteur « HI » « LO » et sur le potentiomètre (speed) P_1.

Le Code Morse

Lettres

a	.-	é	..-..	k	-.-	p	.--.	v	...-
b	-...	f	..-.	l	.-..	q	--.-	w	.--
c	-.-.	g	--.	m	--	r	.-.	x	-..-
d	-..	h	....	n	-.	s	...	y	-.--
e	.	i	..	o	---	t	-	z	--..
		j	.---			u	..-		

Chiffres

1	.----	6	-....
2	..---	7	--...
3	...--	8	---..
4	....-	9	----.
5	.....	0	-----

Chiffres abrégés

1	.-	6	-....
2	..-	7	-...
3	...-	8	-..
4	....-	9	-.
5	.....	0	-

Dans les répétitions d'office, lorsqu'il ne peut y avoir de malentendu du fait de la coexistence de chiffres et de lettres ou de groupes de lettres, les chiffres doivent être transmis au moyen des signaux abrégés.

Signes de ponctuation et autres

Point	.-.-.-
Virgule	--..--
Deux points	---...
Point d'interrogation (1)	..--..
Apostrophe	.----.
Trait d'union ou tiret ..	-....-
Barre de fraction	-..-.
Parenthèses (2)	-.--.-
Souligné (3)	..--.-
Double trait	-...-
Compris	...-.
Erreur	....
Croix (4)	.-.-.
Invitation à transmettre ..	-.-
Attente	.-...
Fin de travail	...-.-
Signal de commencement (5)	-.-.-
Signal séparatif (6)	.-..-

(1) Point d'interrogation ou demande de répétition de transmission non comprise.
(2) Avant et après les mots.
(3) Avant et après les mots ou le membre de phrase.
(4) Croix ou signal de fin de télégramme ou de transmission.
(5) Commencement de toute transmission.
(6) A utiliser pour la transmission des nombres fractionnaires (entre la fraction ordinaire et le nombre entier à transmettre) et des groupes formés de chiffres et de lettres (entre les groupes de chiffres et de lettres).

Lettres et signaux facultatifs

ä	.-.-	ch	----	ö	---.
à ou å	.--.-	ñ	--.--	ü	..--

Ces lettres et signaux facultatifs peuvent être employés, exceptionnellement, dans les relations entre pays qui les acceptent.

ESPACEMENT ET LONGUEUR DES SIGNES

a) Un trait est égal à trois points.
b) L'espace entre les signaux d'une même lettre est égal à un point.
c) L'espace entre deux lettres est égal à trois points.
d) L'espace entre deux mots est égal à cinq points.

CHAPITRE IV

ALIMENTATIONS

ALIMENTATION A HAUTE TENSION PAR DIODES AU SILICIUM

Depuis longtemps déjà, les redresseurs à cellules de *sélénium* ont supplanté dans bon nombre d'applications pratiques (chargeurs, récepteurs de radio - magnétophones - téléviseurs) les diodes à gaz ou à vide. Mais pour intéressants qu'ils soient ces systèmes ne sont pas à l'abri de toute critique. On leur reproche d'abord leur encombrement excessif lorsque l'appareil doit fournir un courant élevé, une forte chute de tension dans le sens direct, un vieillissement relativement rapide qui amène leur remplacement obligatoire.

Comme notre époque — qui songerait à s'en plaindre ? — est placée sous le signe de la recherche et marquée dans tous les domaines par les progrès incessants qui en découlent, nous voyons maintenant se généraliser l'emploi de nouveaux types de redresseurs de dimensions réduites capables de fournir, à tensions égales, de fortes intensités et grâce à certains artifices de montages de fortes tensions et ce, toujours avec une grande sécurité de fonctionnement même en service prolongé. Ces éléments nouveaux dont la résistance interne est largement inférieure à 1 Ω (contre 100 Ω et plus pour un tube redresseur) sont les diodes miniatures au *silicium* qui trouvent chaque jour des applications plus nombreuses et équipent notamment la quasi totalité des récepteurs de télévision.

Nous allons essayer de montrer que l'amateur peut également utiliser avec profit ces éléments aux lieu et place des habituelles valves 80 - GZ32 -

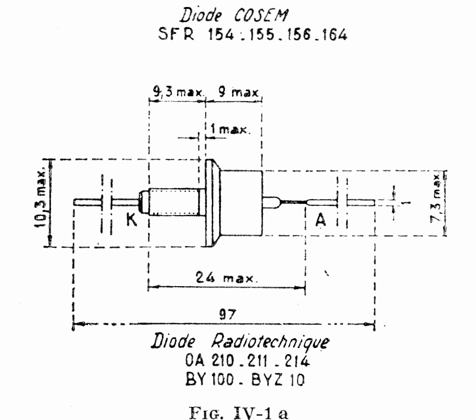


FIG. IV-1 a

5Y3 - 5Z3 - 83 et même... 866... et en obtenir toute satisfaction moyennant quelques précautions indispensables.

En premier lieu, bien que ces composants, qui se présentent suivant la figure IV-1 a soient très robustes, il convient :

1° de ne plier les fils de connexions qu'à bonne distance du corps de la diode pour ne pas en briser le scellement.

2° de ne pas chauffer exagérément les fils ou le corps de la diode au moment de la pose. La méthode habituelle consiste à serrer chaque fil avec une pince plate large qui joue le rôle momentané d'ailette de refroidissement.

Lorsqu'on se reporte aux bulletins et notices techniques des constructeurs on trouve pour chaque type de diodes deux éléments extrêmement intéressants :

— la tension inverse de crête ou peak inverse voltage = P.I.V. qu'il ne faut bien entendu pas confondre avec la tension de service.

— le courant direct de crête et de surcharge, qu'il faut bien se garder d'identifier au courant moyen redressé.

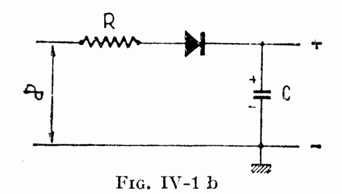


Fig. IV-1 b

Prenons l'exemple de la figure IV-1 b qui représente un redresseur rudimentaire à une seule alternance. Si l'on applique la tension du secteur à l'instant où elle passe par sa valeur de crête soit 1,4 fois la valeur efficace et si le condensateur de tête est absolument déchargé, le circuit tout entier est parcouru par un courant extrêmement élevé, pendant une durée qui est fonction directe de la constante de temps RC du circuit. Comme C nous est imposé par ailleurs, il convient donc de donner à R une valeur telle que le courant instantané soit aussi bref et aussi faible que possible et, de toutes façons compatible avec les caractéristiques limites de la diode.

Quant à la tension inverse de crête ou PIV, si nous nous reportons à la même figure, nous constatons que la première alternance charge C à la tension maximum soit toujours à 1,4 fois la tension efficace mais la source alternative repasse par 0 pour prendre une tension de même valeur mais de sens contraire au cours de la deuxième alternance et ainsi de suite. Il en résulte que, lorsque le condensateur C est chargé, la différence de potentiel aux bornes de la diode atteint 2 fois cette valeur, soit 2,8 fois la tension efficace. De ce fait, si l'on applique une tension alternative de 100 V eff à l'entrée du circuit, la tension redressée *à vide* est de 140 V et la tension inverse de crête est double, soit 280 V. Il est facile d'imaginer que, si la diode n'est pas prévue pour de telles valeurs extrêmes, on risque de la voir mise très rapidement hors service. Le choix de la diode, la détermination de la résistance série et du condensateur C exigent donc de se reporter aux fiches techniques.

Montages pratiques

1. Redresseur à simple alternance (fig. IV-1 b).

Il nécessite une diode et un condensateur, mais ne présente pas grand intérêt car il ne permet d'obtenir qu'une faible tension continue moyenne, inférieure à la moitié de la tension efficace. C'est un montage intéressant

par sa simplicité et qui convient fort bien pour les tensions de polarisation fixe et à courant constant car le circuit a une mauvaise régulation.

Valeurs pratiques (V ≃ = 230 V) : R. minimum 5 Ω - 5 W - bobinée.

C : 200 μF/300 V.

Diodes : BY100 - OA211 - 214 (RT).
SFR156 - (COSEM).

P.I.V. minimum = 650 V.

Tension continue en charge = 280 V.

Intensité continue en charge = 350 mA.

Ce montage est très commode lorsqu'il s'agit de redresser directement la tension du secteur. Si l'on utilise un transformateur d'isolement, la résistance de protection R peut être diminuée de manière que l'ensemble du circuit présente une résistance globale de 5 Ω minimum, toujours afin de conserver un coefficient de sécurité suffisant à la mise en route.

2. Redresseur à double alternance (fig. IV-2).

Il demande 2 diodes identiques, une double tension alternative, c'est-à-dire un enroulement à prise médiane, et un condensateur. On le rencontre dans la majorité des récepteurs de télévision de construction récente parce que le filtrage de la tension redressée (100 Hz est plus facile).

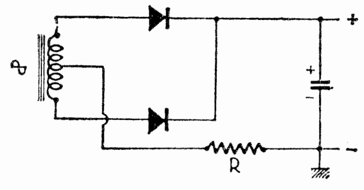


Fig. IV-2

Valeurs pratiques (V ≃ 2 × 230 V) : R. minimum 2 Ω - 2 W.

C : 100 μF/300 V.

Diodes : BY100 - OA211 - OA214 (RT).
SFR156 - (COSEM).

P.I.V. minimum = 650 V.

Tension continue en charge = 290 V.

Intensité continue en charge = 400 mA.

3. Redresseur à montage en pont (fig. IV-3).

Il nécessite une seule tension alternative, 4 diodes, un condensateur.

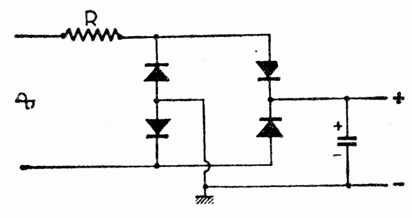


Fig. IV-3

Valeurs pratiques (V ≃ = 230 V) : R = 2 Ω - 2 W.

C = 100 µF/300 V.
Diodes : OA210 (RT).
SF154 - SFR155 (COSEM).
SFR156 - SFR164.

P.I.V. minimum = 325 V.

Tension continue en charge = 290 V.

Intensité continue en charge : 400 mA.

Ce montage présente les mêmes caractéristiques que le précédent mais les diodes se trouvant réparties par deux en série sont soumises à une tension inverse moitié moindre, ce qui permet d'utiliser des modèles à tolérance moins élevée et meilleur marché. Le transformateur ne comporte qu'un enroulement à haute tension et le filtrage est aisément réalisé par les moyens habituels.

Tous ces montages conviennent fort bien pour l'alimentation des petits étages d'émetteurs, de modulateurs mais nous avons réservé pour la fin la disposition la plus intéressante pour l'amateur émetteur qui a besoin de tensions deux, trois fois supérieures.

4. Redresseur doubleur de tension (fig. IV-4).

On part d'une seule tension alternative (secteur ou enroulement unique) avec deux diodes à PIV moyen et deux condensateurs.

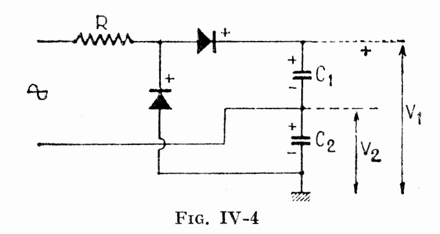


Fig. IV-4

Valeurs pratiques (V ≃ 230 V) : R = 7 Ω - 12 W.

C_1 - C_2 = 100 µF 350 V.

Diodes : BY100 OA211 - OA214 (RT).
SFR156 - (COSEM).

P.I.V. = 650 V minimum.

Tension continue en charge = 600 V (V_1) 300 V (V_2).

Intensité continue totale en charge : 350 mA.

(V ≃ = 117 V) : R = 7 Ω - 12 W.

C_1 - C_2 = 200 µF/200 V.

Diodes : OA210 (RT).
SFR154 - SFR155 (COSEM).
SFR164.

P.I.V. = 330 V minimum.

Tension continue en charge = 305 V (V_1) et 152 V (V_2).

Intensité continue totale en charge = 350 mA.

Exemple pratique : un tel montage permet d'alimenter un exciter 144 MHz sous 100 mA et un PA : QQE. 06/40 à 100 W alimentation.

Montage des diodes en série.

Les diodes courantes ont un PIV de 400 V maximum (OA210 - SFR154 ou similaires).

500 V (SFR155) 600 V (SFR156) ou 800 V OA214.

(OA211 - BY100) et les meilleures ne permettent pas de redresser une tension supérieure à 250 V en chiffre rond. Toutefois nous avons vu que le montage doubleur et le montage en pont de 4 diodes permettent d'obtenir une tension de l'ordre du double, tout en restant en deça de la limite de sécurité. Mais on peut se trouver en présence du problème qui consiste à redresser des tensions supérieures et il vient tout de suite à l'esprit l'idée de doubler, tripler le P.I.V. en mettant bout à bout 2, 3... diodes en série dans chaque branche. Cette solution serait parfaitement saine si les éléments étaient parfaitement identiques, mais ce n'est malheureusement pas le cas. Dans une même marque, des diodes d'apparence identiques peuvent présenter une résistance inverse très variable d'un type à l'autre. Il s'ensuit que leur mise en série permet bien de doubler, tripler le P.I.V. sur le papier, mais les tensions aux bornes de chacune seront proportionnelles à leur résistance inverse. On conçoit que dans ces conditions les unes seront loin de leur utilisation-limite tandis que les autres l'auront dépassée. Fort heureusement, le problème est aisément soluble. Il suffit de shunter chaque diode par une résistance à la fois relativement grande en valeur absolue et petite, comparée à la résistance interne de chaque élément, exactement comme on le fait pour des condensateurs de filtrage ou pour des régulateurs à gaz en série. Une bonne valeur conseillée est 220 kΩ. On objectera qu'une partie de la tension alternative échappera au redressement ; c'est juste, mais le pourcentage en est insignifiant. Il suffit de comparer la résistance de charge, très faible, du circuit d'utilisation avec la valeur très grande de ce pont pour s'en persuader.

Une alimentation à haute tension et demi-tension.

Dans ce montage très intéressant, on peut obtenir à volonté une tension ou une demi-tension. En effet, lorsque le point B est réuni à la masse, le redresseur fonctionne en pont et donne une tension de 550 V pour un enroulement T donnant 2 × 230 V (fig. IV-5).

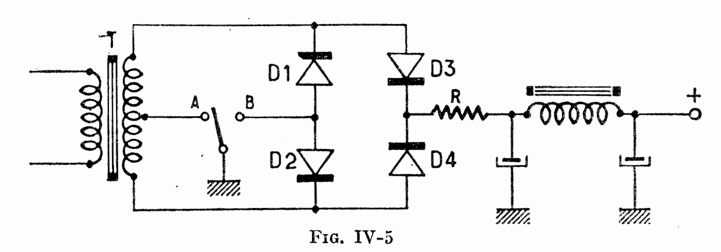


FIG. IV-5

Lorsque le point milieu est réuni à la masse, les deux diodes d'entrée, montées dos à dos sont inopérantes et nous avons, grâce aux deux autres, un redresseur à double alternance et une tension de l'ordre de 275 V. Dans les deux cas, on peut employer des diodes courantes, à condition que le transformateur ne dépasse pas au secondaire une tension efficace de 2 × 260 V de manière à conserver une marge de sécurité suffisante en regard de la tension inverse maximum des diodes.

Une alimentation de puissance à diodes au silicium.

On part d'un transformateur préalablement prévu pour des valves à vide, et on remplace celles-ci par des diodes au silicium judicieusement choisies. Etant donné la tension élevée délivrée par l'enroulement prévu à cet effet et les précautions obligatoires à prendre pour respecter la tension inverse relativement basse des diodes courantes, on a été amené à équiper

chaque branche d'un chapelet de diodes montées en série et « pontées » chacune par une résistance de 220 kΩ. Ajoutons que cette alimentation qui fonctionne depuis plusieurs années alimente un amplificateur, classe B, capable de délivrer 120 W modulés (fig. IV-6).

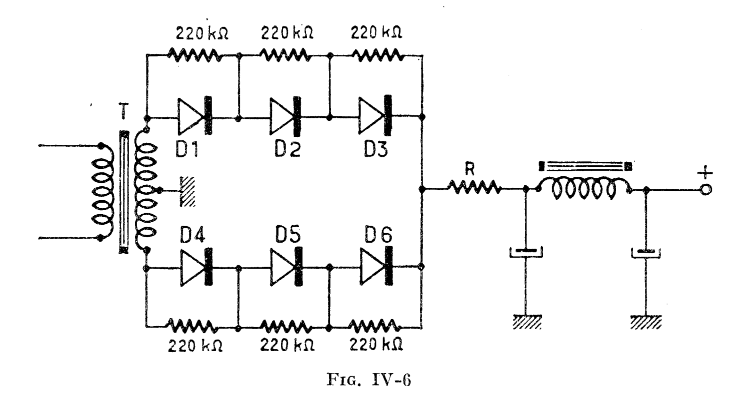


FIG. IV-6

Une alimentation à tensions multiples.

Bien que fournissant trois tensions positives, distinctes, l'alimentation décrite ci-dessous n'emploie qu'un seul transformateur. On utilise donc ici un redresseur en pont associé à un transformateur assez généreux qui peut, par exemple, être une pièce de récupération courante, en provenance d'un châssis de télévision. La tension la plus forte, HT_2, est prise directement sur le sommet du pont. Un « swinging choke » S_3 est associé à deux condensateurs en série C_1, C_7 pour lesquels $R_1 + R_2$ servent à la fois de répartiteur et de bleeder et cependant le filtrage est très suffisant.

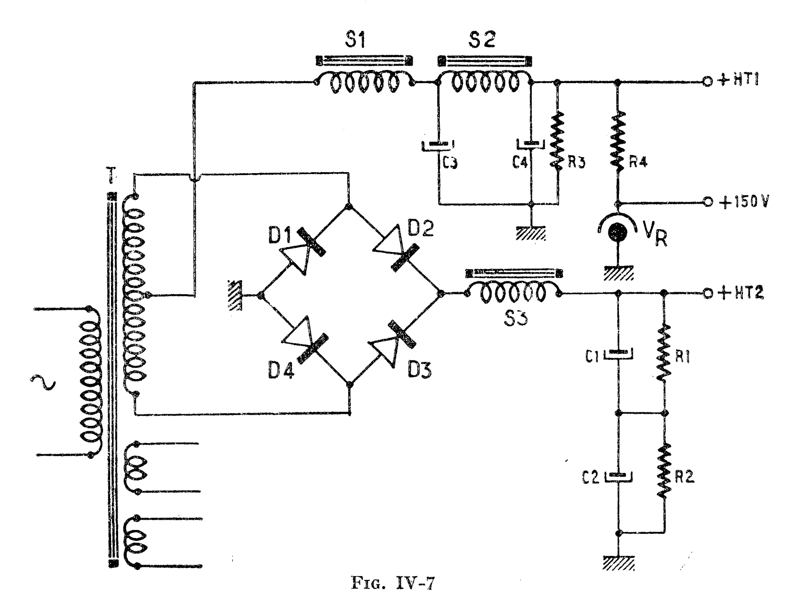


FIG. IV-7

La deuxième tension apparaît au point milieu de l'enroulement secondaire, et c'est l'avantage d'avoir récupéré un transformateur prévu pour une valve. Cette branche est filtrée par la double cellule S_1-S_2, C_3-C_4. On a en outre disposé sur la sortie un tube à gaz VR qui fournit simultanément une troisième tension stabilisée.

Les possibilités de l'ensemble sont les suivantes :

1° + 150 V stabilisés (20 mA).

2 HT_1 = 300 V (100 mA).

3° HT_2 = 600 V (150 mA).

Ces trois sources peuvent être utilisées simultanément (fig. IV-7).

Une alimentation de grande puissance.

Une alimentation de grande puissance

Nous avons construit cet ensemble à peu de frais, en partant d'un transformateur de gros volume comportant un secondaire confortable quant au débit et à la tension disponibles. Ce sont des considérations économiques qui nous ont guidé également dans le choix du matériel de complément. En effet, désirant une tension largement supérieure à 1 000 V, nous avons adopté un système doubleur de tension, équipé de diodes courantes montées en série, et un système de capacités indispensable au fonctionnement d'un doubleur de Latour, à isolement courant mais montées en série. Cela nous amène à « ponter » chaque diode par un petit condensateur de 10 000 pF et chaque condensateur de C_7 à C_{10} par une résistance de 25 kΩ. On veillera à ne pas inverser le branchement des diodes.

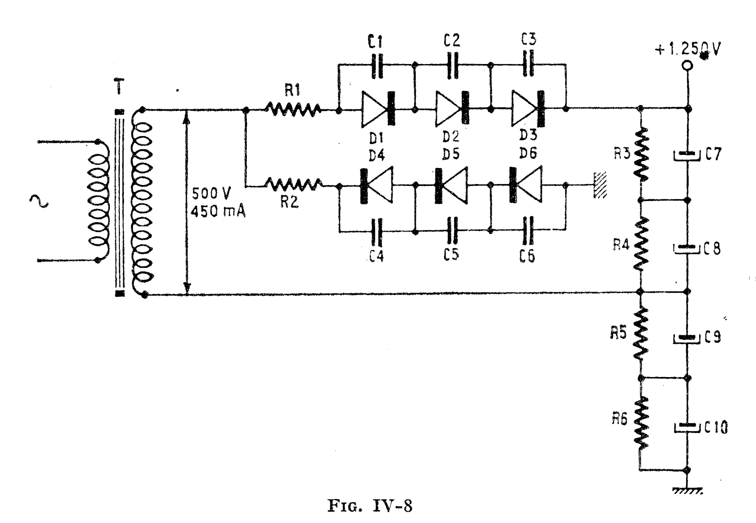


FIG. IV-8

La réalisation pratique n'appelle aucun commentaire et on veillera particulièrement à la qualité de l'isolement par rapport à la masse des cartouches des condensateurs et des conducteurs soumis à une forte tension (fig. IV-8).

Redresseur à tension réglable.

Réalisation simple et pratique qui, correspond parfaitement aux besoins de l'amateur. On y retrouve le doubleur de tension décrit plus haut, associé

à un transformateur à prises calculées de manière à obtenir en charge : 150-175-200-225-250 en demi-tension et 300-350-400-450 et 500 V en haute tension (fig. IV-9).

Un enroulement séparé fournit la tension filament. Il est, de ce fait, indispensable de disposer un interrupteur dans le circuit secondaire.

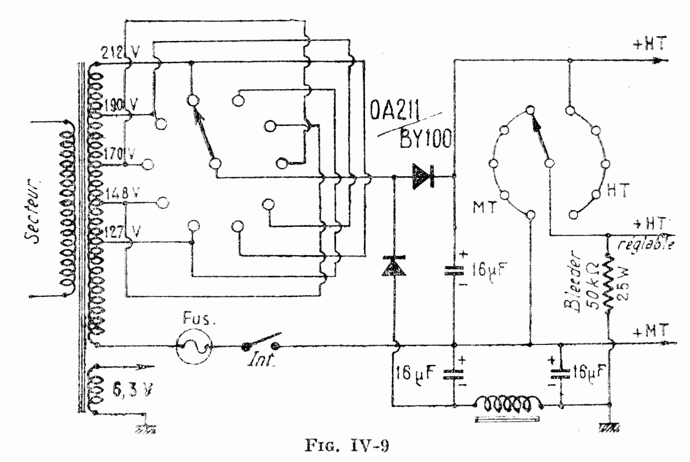


Fig. IV-9

COMMENT TRANSFORMER UNE ALIMENTATION POUR EN TIRER UNE TENSION DOUBLE

On peut également dans une certaine mesure doubler les possibilités d'une alimentation au prix de modifications mineures.

La figure IV-10 a représente une alimentation, on ne peut plus commune, partant d'un enroulement haute tension à point milieu et refermé sur une redresseuse biplaque, en montage va-et-vient. La tension de sortie, en charge, est un peu inférieure à la tension efficace donnée par un demi-primaire. Il est aisé d'obtenir une tension supplémentaire double, tout en conservant

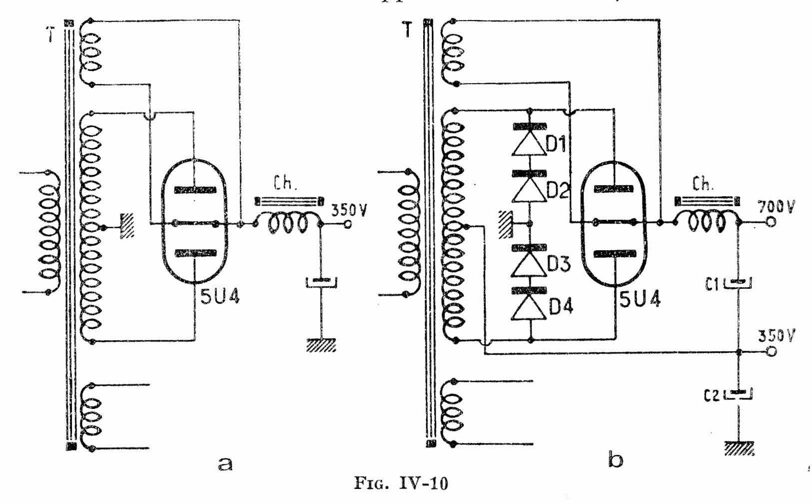


Fig. IV-10

les avantages précédents. Pour ce faire, il suffit d'ajouter, comme fig. IV-10 b un système à diodes montées de telle manière qu'elles forment un pont avec la lampe existante qu'il y a lieu de conserver. Au point milieu haute tension dessoudé de la masse apparaît la tension précédente cependant que sur la cathode de la valve nous trouvons une tension double, l'une et l'autre pouvant être utilisées simultanément, dans la limite des possibilités du transformateur au point de vue débit.

Pour une sécurité totale, on a monté dans chaque branche, deux diodes en série : en effet, la tension maximum aux extrémités du pont est 800 : 0,9 = 900 V, c'est la tension inverse minima qu'on doit trouver dans chaque branche. Chaque diode en série doit donc présenter un PIV minima de 500 V.

SOURCES DE HAUTE TENSION ECONOMIQUES

1 000 à 1 200 V sans transformateur.

L'utilisation généralisée des amplificateurs de puissance linéaires pose souvent des problèmes d'alimentation en haute tension et en particulier celui du transformateur. Le temps n'est pas si éloigné où la production d'un millier de volts continus et filtrés conduisait à une véritable centrale en miniature ! Le transformateur était d'un poids respectable et le disputait en volume et en prix aux condensateurs et selfs de filtrage qui étaient toujours de dimensions imposantes. L'apparition des diodes au silicium et leur bon marché exemplaire a permis de résoudre le problème de façon économique grâce aux assemblages en multiplicateurs de tension qui permettent en outre d'utiliser des condensateurs à isolement relativement faible pour des tensions relativement élevées.

Le premier exemple pratique que nous proposons est un quadrupleur de tension à partir du réseau 230 V, sans transformateur. Il est évident que l'on devra disposer à l'entrée un fusible et brancher le système exclusivement à une prise de courant polarisée, dans laquelle le neutre, préalablement repéré sera réuni à la masse du châssis, lui-même réuni à une bonne prise de terre. En cas de fausse manœuvre, le fusible en se volatilisant évitera de toute manière, de mettre l'installation et l'opérateur en danger. C'est un point sur lequel il nous paraît essentiel d'insister très vivement. Cela dit, le schéma de la figure IV-11 est clair : le quadrupleur de tension

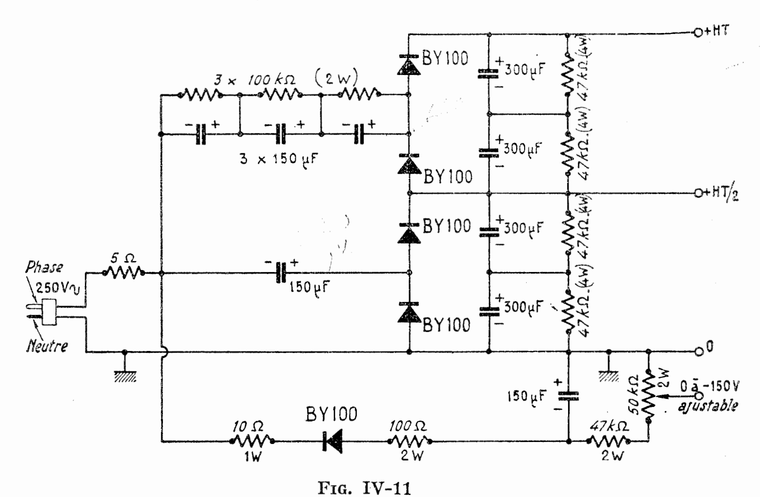


Fig. IV-11

fait intervenir 12 condensateurs de filtrage de 150 μF isolés à 350 V minimum et 4 diodes BY100 ou similaires présentant une tension inverse de crête de 800 V, minimum et pouvant admettre des pointes de courant de 500 mA. Il s'agit en fait de 2 doubleurs en série, ce qui fait apparaître la demi-tension (500 à 600 V) au point milieu. La branche inférieure se contente d'un condensateur série de 150 μF 350 V puisque, la tension maxima à ses bornes n'est que de 300 V, mais la branche supérieure supportant une tension maxima de 900 V exige 3 condensateurs identiques en série aux bornes desquels des tensions sont équilibrées par des résistance de 100 kΩ (2 W). Le filtrage est obtenu par 4 éléments en série de 300 μF, constitués chacun par la mise en parallèle de 2 condensateurs de 150 μF (350 V) avec égalisation des tensions par des résistances de 47 kΩ (4 W) qui servent en même temps de bleeder.

La partie inférieure du schéma représente un redresseur supplémentaire à simple alternance, équipé d'une diode identique, montée à l'envers et fournissant une tension négative de 300 V, dont une partie est prélevée sur le potentiomètre d'un pont. La tension disponible est ajustable entre 0 et 150 V environ. On notera que le potentiomètre pourrait être remplacé par un tube régulateur dans le cas où on aurait besoin d'une tension fixe de 90, 105, 150 V, ou par deux tubes en série si on désire 180, 195, 210, 240 ou 255 V négatifs.

Pour conclure, nous conseillons d'utiliser des condensateurs en cartouche cartonnée ou isolée de manière à éviter le contact avec les boîtiers métalliques qui sont tous sauf un portés à un potentiel hautement dangereux. Il sera par ailleurs, prudent d'enfermer le tout sous un capot protecteur mettant l'ensemble à l'abri des regards curieux et des gestes incontrôlés. C'est la règle lorsqu'on manipule des conducteurs soumis à des tensions élevées.

Variantes.

Pour ceux qui redoutent la liaison directe au secteur, en vérité inhabituelle, pour des raisons de sécurité, rien n'empêche de prévoir l'utilisation d'un transformateur d'isolement 230 V/230 V et, s'il faut le bobiner, d'y ménager au secondaire un certain nombre de prises permettant de disposer d'autant de combinaisons de tensions différentes. On remarquera également que si l'on supprime la branche du doubleur supérieur, il reste un doubleur capable de délivrer une tension de 500 à 600 V avec une excellente régulation même pour de forts appels de courant.

800 V et 280 V (montage sextupleur).

Bon nombre de téléviseurs réformés étaient alimentés à partir d'un transformateur prévu pour un montage doubleur de tension dont l'enroulement HT est en gros fil et délivre 110 V.

En utilisant un montage sextupleur de tension, fig. IV-12 c'est-à-dire, en réalité, 3 doubleurs en série, très semblables au schéma précédent, on obtient 850 V et 280 V de tension intermédiaire avec le même matériel que ci-dessus, c'est-à-dire 12 condensateurs de 150 μF isolés à 350 V et 6 diodes OA210, BY100 ou similaires. Les condensateurs de 300 μF sont constitués par 2 × 150 μF en parallèle. Une branche supplémentaire fournit une tension négative ajustable de 0 à 150 V. On bénéficie de l'isolement du transformateur mais, aussi bien, ce montage peut être relié au secteur 127 V moyennant les mêmes précautions que précédemment et la tension de sortie sera légèrement supérieure à 900 V et 300 V pour une régulation excellente.

Conclusions.

Voilà, croyons-nous, quelques montages et quelques idées susceptibles d'aider ceux de nos lecteurs qui ont à résoudre des problèmes d'alimen-

tation en haute tension et qui ne sont pas très familiarisés avec les diodes au silicium et toutes les variantes qu'elles permettent, sans parler du rendement, de l'efficacité et de la sécurité.

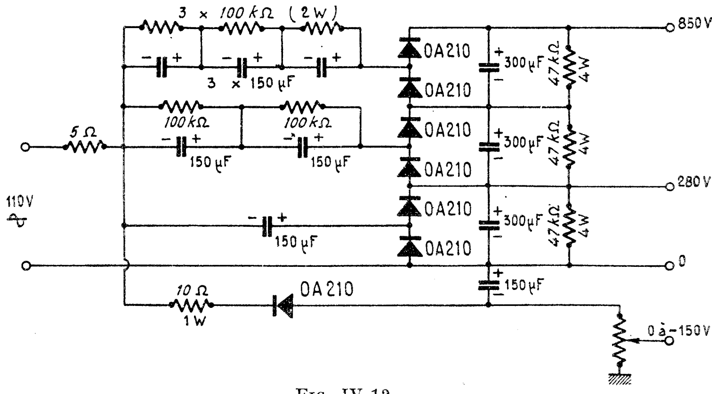


Fig. IV-12

ALIMENTATION POUR TRANSCEIVER OU TX BLU

Il s'agit de l'alimentation HP23 prévue pour les transceivers HW12, HW22, HW32, mais qui peut parfaitement convenir à tout autre type de transceiver ou de Tx.

La figure IV-13 reproduit le schéma de principe.

La pièce maîtresse en est le transformateur d'alimentation dont le primaire se compose de deux enroulements 117 V pouvant être mis en série (234 V pour secteur 220/240 V) ou en parallèle pour les secteurs 110/120 V). On y trouve en série, un disjoncteur de surcharge (breaker), un interrupteur à bascule, un deuxième interrupteur (Off) sur le commutateur de fonctions. Le secondaire à trois enroulements fournit la haute tension de l'émetteur, sa polarisation fixe et ajustable, l'alimentation du récepteur et la tension de chauffage (6,3 et 12,6 V) nécessaire aux filaments.

Le premier enroulement (290 V environ) est connecté à 4 diodes associées par paires dans un circuit redresseur doubleur de tension à double alternance du type Latour. C'est un montage cher à la firme Heathkit qui en a équipé tous ses appareils dès l'apparition des diodes au silicium à haute tension (D_1-D_2-D_3-D_4). Les condensateurs C_1 et C_2 à forte capacité (125 μF) se chargent alternativement à la tension maximum, ce qui se traduit à la sortie par une tension de forme très convenable, à faible résiduelle alternative et de valeur = 2 Veff . $\sqrt{2}$ soit à vide 820 V.

Le deuxième enroulement fournit 125 V (100 mA) avec une prise intermédiaire à 95 V. Nous y retrouvons un montage doubleur de tension à simple alternance du type dit de Schenckel. Il ne comporte que deux diodes D_5-D_6 car la tension à redresser est moitié moindre que précédemment. Un filtrage poussé comprenant L_1 (6 Hy) et C_{5-6} (125 μF) disposés en pi fournit une tension parfaitement filtrée de 350 V (à vide) sur la prise haute et 300 V en charge ou 275 V (à vide) et 250 V en charge sur la prise intermédiaire. C'est l'alimentation du récepteur.

En outre, à partir de la prise intermédiaire, nous trouvons une diode D_7 montée en redresseur à simple alternance suivi d'un filtrage sommaire R_7 (1 kΩ) et $C_6 = C_7$ (20 μF). Elle fournit la tension maxima de polarisation (— 130 V à vide, — 100 V sous 20 mA) et la tension ajustable (— 40 à — 80 V sous 1 mA).

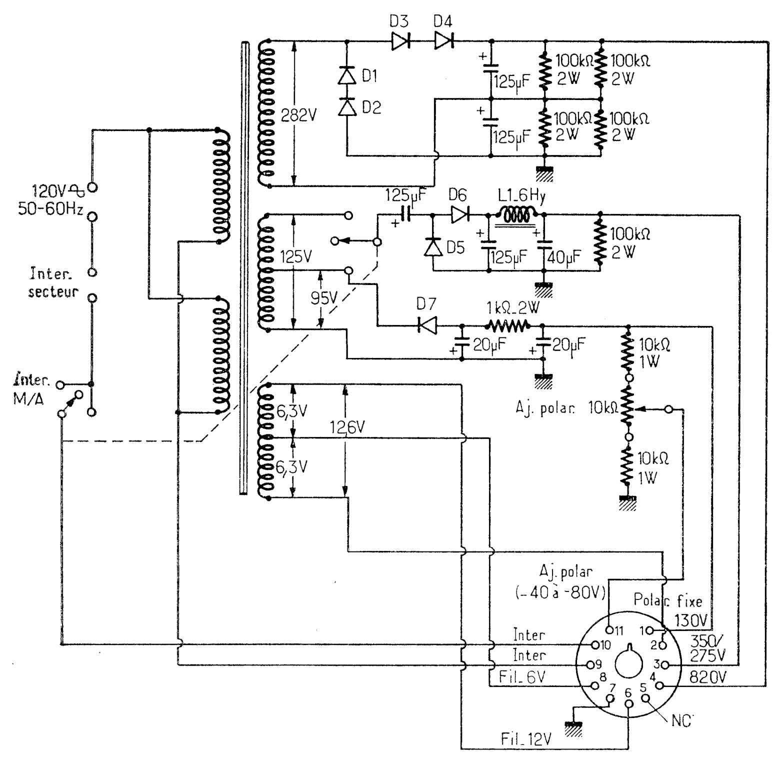


Fig. IV-13

Le troisième enroulement destiné à l'alimentation des filaments délivre 6,3 V (11 A) et 12,6 V (5,5 A). Toutes ces tensions aboutissent à un bouchon à 11 broches à partir duquel sont réalisées des connexions au transceiver au moyen d'un cordon à conducteurs multiples.

ALIMENTATION A BASSES TENSIONS POUR APPAREILS A TRANSISTORS

Alimentation de puissance à basse tension (12 V - 5 A).

Cette alimentation est très utile pour l'essai ou la mise au point d'amplificateurs de très grande puissance comme certains de ceux qui figurent au chapitre « modulation » ou d'émetteurs entièrement transistorisés qui exigent en pointe des courants importants que la source doit pouvoir fournir sans défaillance. Le transformateur comporte un secondaire à très faible résistance et le système de redressement est constitué par un pont de quatre diodes de puissance SFR 106/1 (COSEM) qui assure le meilleur rendement et la meilleure stabilité du fait d'une résistance directe particulièrement faible. Une capacité de 1 000 µF (25 V) suffit au filtrage de la tension continue. Un deuxième pont de 4 SFR 151 fournit une tension identique auxiliaire pour des appels de courant pouvant atteindre 750 mA. Ce montage très simple remplace avantageusement les batteries lourdes et d'un emploi incommode lorsqu'on a besoin d'une source d'énergie importante (fig. IV-14).

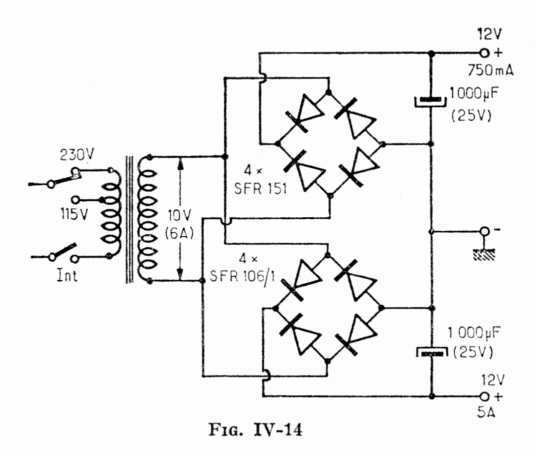


FIG. IV-14

Alimentation stabilisée 12/24 V.

Le redresseur en pont délivre environ 1,4 A sous 24 V. La HT est filtrée par un condensateur de 2 000 µF-50 V (figure IV-15).

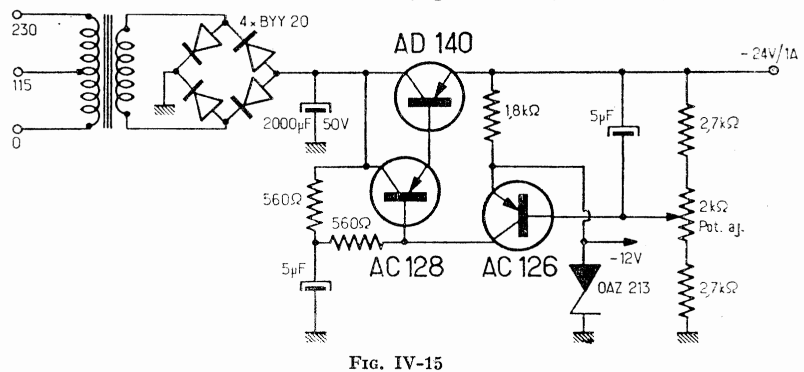


FIG. IV-15

Un pont, comprenant deux résistances de 2,7 kΩ et un potentiomètre de 2 kΩ est disposé entre — 25 V et masse (+ 24 V). Il permet de prélever les tensions de commande et de les appliquer sur la base de l'AC 126, dont la tension d'émetteur est stabilisée par une diode Zener. Cette tension de commande est amplifiée par l'AC128 monté en cascade et modifie la polarisation de base du transistor de puissance AD140. La conduction de ce transistor série est ainsi automatiquement modifiée selon la tension de sortie, ce qui permet la régulation malgré les variations de charge de l'alimentation. Le potentiomètre est réglé une fois pour toutes afin d'obtenir la tension de sortie désirée (— 24 V).

Un fusible de protection non figuré est monté sur un support spécial à la sortie du redresseur. Une tension de 12 V sous un faible débit est disponible aux bornes de la diode Zener.

CALCUL ET REALISATION D'UNE ALIMENTATION STABILISEE

Le schéma auquel nous avons abouti est celui de la figure IV-16 et nous allons voir comment on s'y trouve conduit et quels sont les composants à

utiliser. Pour ce qui est des transistors nous nous sommes arrêtés à des germanium quelque peu périmés il est vrai, mais disponibles dans les fonds de tiroirs de tout un chacun et parfaitement adaptés à la tâche que nous leur avons confiée. Le choix est très étendu.

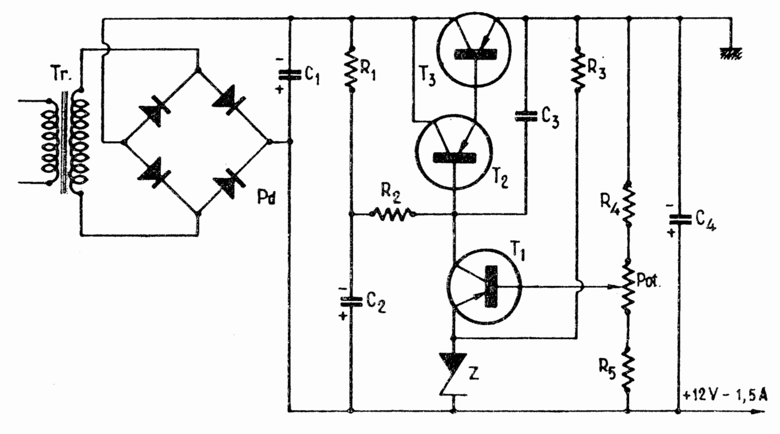


Fig. IV-16

Le transformateur doit être dimensionné de telle manière que la tension redressée qui apparaît à l'entrée du régulateur soit supérieure de 50 % environ à la tension stabilisée attendue, soit 18 à 20 V. Comme le redressement s'effectue par un pont de diodes (P_d), le transformateur devra fournir de 12 à 15 V alternatifs, étant entendu que l'excès de tension redressée par rapport à la tension régulée d'utilisation sera absorbée par le transistor régulateur, série T_3. Il est nécessaire de disposer d'une tension d'entrée supérieure à celle d'utilisation, mais une tension redressée, trop importante conduirait à une dissipation exagérée qui se calcule très simplement en multipliant la chute de tension dans T_3 (U_e — U_s) par I_s (intensité prise par le circuit d'utilisation). On voit tout de suite que T_3 ne pourra être autre chose qu'un transistor de puissance dont les possibilités en courant sont très supérieures à la demande. Ce n'est pas ce qui manque dans les surplus et nous avons choisi un ADY26 qui se trouvait disponible, sans nous dissimuler que des modèles moins performants en courant auraient également bien convenu.

Le schéma utilisé est classique et sa technique est sûre. Rappelons-en simplement le principe : le transistor T_3, régulateur, se comporte, en fait, comme une résistance-série, insérée dans la ligne négative d'alimentation. C'est la résistance naturelle émetteur-collecteur. Comme elle varie avec le courant de base, en faisant varier celui-ci on peut donc commander la résistance-série et faire en sorte que la tension de sortie (U_s) soit pratiquement constante, quelle que soit l'intensité demandée par le circuit d'utilisation. Les transistors T_1 et T_2 constituent, à partir de la tension de sortie, le système de commande de ce courant de base qui fonctionne de la manière suivante : l'émetteur de T_1 est à une tension fixée par diode zener et sa base à une tension positive, intermédiaire entre U_s et 0. Il en résulte, pour une tension de base donnée, un courant collecteur qui détermine à la fois à travers R_1-R_2 la tension collecteur et la tension de la base, à liaison directe, de T_2 et il en est de même pour T_3.

Si la tension d'utilisation (U_s) de sortie tend à diminuer, sur un appel important de courant par exemple, la tension de base de T_1 diminue.

Celle de l'émetteur étant fixe, le courant collecteur diminue, la tension de base de T_2 diminue et celle de T_3 également. La résistance collecteur-émetteur de T_3 varie dans le même sens et rétablit U_s à sa valeur de départ. C'est le principe même de la stabilisation. Bien entendu, si on fait varier manuellement la tension de base de T_1, on fait, pour la même raison, varier la tension U_s de sortie. On a donc bien une source d'alimentation stabilisée à tension ajustable, étant bien entendu que plus on demande une tension faible à courant élevé, plus la dissipation de T_3 augmente. C'est pourquoi il faut prévoir un transistor de puissance et le fixer sur un radiateur thermique de dimensions convenables. Celui que nous avons choisi est très largement dimensionné. Son gain étant d'environ 60, le courant de base maximum est de 1,5 A/60 = 25 mA. T_2 aura donc un courant collecteur de même valeur sous 6 à 8 V selon la tension, U_e, d'entrée. Il devra donc dissiper 25 mA $\times$ 8 = 200 mW au maximum. Là, nous avons utilisé un 2N2905, plus que suffisant et qui ne risque pas de souffrir. Il n'a besoin d'aucun radiateur. Son gain en courant étant de 75, son courant de base sera inférieur à 1/2 mA. En faisant débiter 3 mA par T_1, le courant dans R_1-R_2 sera inférieur à 4 mA. On aura alors $R_1 + R_2 = U_e - U_s/4$ mA = 2 kΩ, ce qui n'est pas très rigoureux mais suffisamment précis, bien qu'on ne tienne volontairement pas compte des V_{be} de T_2 et T_3. Cette résistance de 2 kΩ sera fractionnée en $R_1 = R_2$ = 1 kΩ ce qui permet d'ajouter C_2 en filtrage supplémentaire. La dissipation de T_1 de l'ordre de 30 mW est négligeable et si nous avons choisi un AC128, c'est à cause de sa disponibilité car ses performances en courant sont bien supérieures à la demande. Son gain étant de 80, son courant de base est de 40 µA environ. On a intérêt à choisir un courant du pont de sortie très supérieur. Sans recourir à des éléments de dimensions excessives, nous nous sommes fixé 2 mA. La résistance totale sera 12 V/0,002 A = 6 000 Ω. En fait, le potentiomètre de commande (Pot.) est un modèle 4,7 kΩ complété par $R_4 = R_5$ = 1 kΩ car nous avions besoin d'une grande plage de réglage. En fait, on pourrait adopter un potentiomètre de valeur beaucoup plus faible. Ajoutons que le pont de diodes (P_d) est un soral SIR2P (140 V-1,5 A). Pour le choix de la diode zener, bien que la tension ne soit pas critique, nous avons pris une BZY59 (V_z = 6,2 V). Elle doit être parcourue par un courant de 5 mA. Comme T_1 fonctionne à 3 mA, il faudra lui fournir 2 mA (ou un peu plus) par une résistance additionnelle, R_3, de 12 — 6,2/2 = 2,9 kΩ. Comme il vaut mieux que la diode débite plus que moins, dans des limites raisonnables naturellement, nous ferons R_3 = 2,2 kΩ.

Enfin pour éviter toute autooscillation intempestive, le collecteur de T_1 sera découplé par C_3 = 0,1 µF. Par ailleurs on fera $C_1 = C_4$ = 2 200 µF et C_2 = 1 000 µF. Cette alimentation a été considérée comme excellente puisque ajustée à 12,2 V à 250 mA, elle ne chute que de 0,15 V à 1,5 A. C'est pourquoi nous en recommandons la réalisation à tous ceux qui souhaitent disposer d'une tension stabilisée ajustable tout indiquée pour satisfaire aux exigences des équipements transistorisés et nous espérons que l'analyse qui précède les aidera à comprendre la méthode de calcul des éléments à utiliser et, partant, à entreprendre n'importe quelle réalisation semblable.

Alimentation 10 V - 1 W (fig. IV-17).

Le transformateur T est un transformateur d'alimentation-filaments 6,3 V . Il est associé à un doubleur de Latour formé par 2 diodes D_1 et D_2 à faible PIV et susceptibles de fournir quelques centaines de milliampères et deux condensateurs de 500 µF/12 V. La tension redressée de 17 V, est appliquée à un dispositif régulateur dont la tension de sortie (10 V) dépend de la diode zener Z_1 dont la tension zener est 10 V (1 W). Pour obtenir 12 V régulés, il faudrait mettre en Z_1 une diode de tension zener 12 V (1 W). La tension intermédiaire est obtenue au niveau d'une autre diode Z_2 (6,8 V - 1 W) à partir de la tension régulée. Dans le cas d'alimentation

ne nécessitant qu'une seule tension, Z_2 et sa résistance-série pourraient être omises.

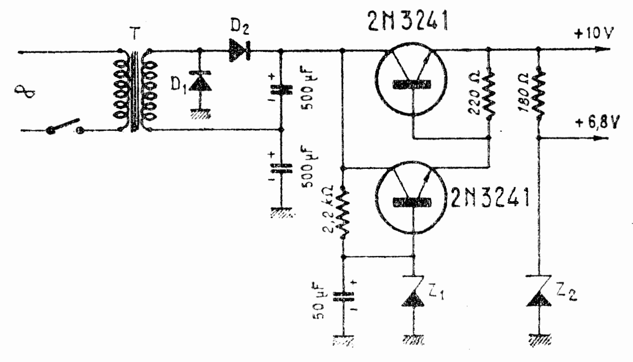


FIG. IV-17

ALIMENTATION STABILISEE REGLABLE 0 A 18 V - 1 A

L'avènement du transistor a considérablement simplifié les alimentations des montages actuels ; finis les redressements et filtrage ; finies aussi les lourdes et encombrantes piles HT ; la plupart des appareils actuels se contentent pour leur alimentation de piles basse tension, légères et assurant une autonomie confortable. Cependant, l'emploi de ces piles, lors des dépannages et des mises au point s'avère très incommode et même onéreux ; de plus, il est souvent nécessaire de faire varier la tension d'alimentation autour d'une valeur donnée pour vérifier si l'appareil à l'essai ne « décroche » pas ou s'il conserve ses qualités dans une plage donnée de variation de la tension d'alimentation ; c'est dans ce but que les Ets « R.D. Electronique de Toulouse », ont réalisé une alimentation stabilisée permettant d'alimenter la plupart des montages électroniques nécessitant une tension allant de 0 à 18 V et consommant jusqu'à 1 A.

Caractéristiques techniques.

— Alimentation : 127 ou 220 V alternatif ;
— Tension de sortie : 0 à 18 V ;
— Intensité max. : 1 A ;
— Stabilité : $2\text{-}10^3$ pour + ou — 10 % de variation secteur ;
— Protection : par fusible pour le primaire ;
— Limitation : électronique, limitant à 1 A environ le courant de sortie ;
— Présentation : coffret acier, peinture martelée cuite au four. Sécurité absolue par l'emploi de semi-conducteurs au silicium.

Description du schéma.

La figure IV-18 donne le schéma de principe de cette alimentation ; on voit que l'ensemble est alimenté par un transformateur dont le secondaire fournit 24 V alternatifs sous 1,5 A. Cette tension alternative est redressée par un pont de fabrication ITT présentant d'excellentes caractéristiques sous un faible encombrement. La tension continue est filtrée par le condensateur C_1 de 2 000 µF puis à travers R_4 (1 ohm) elle est appliquée sur l'émetteur de T_5 (2N3055) qui fait office de ballast et la tension stabilisée est fournie par le collecteur de ce transistor.

La tension filtrée, mais non stabilisée, est appliquée par l'intermédiaire de D et de R_3 à la diode zener Z (9,5 V) qui fournit la tension de référence. Aux bornes de cette zener on voit un potentiomètre P dont le curseur applique une partie de cette tension de référence à la base du transistor appréciateur T_3 dont le collecteur est alimenté à travers R_6 par la ligne négative ; l'émetteur de T_3 est branché au point milieu de R_7 et R_8 d'égale valeur et qui situe la tension d'émetteur à la moitié de la tension de sortie ; cette particularité permet d'obtenir une tension de sortie pratiquement égale au double de la tension de référence fournie par Z.

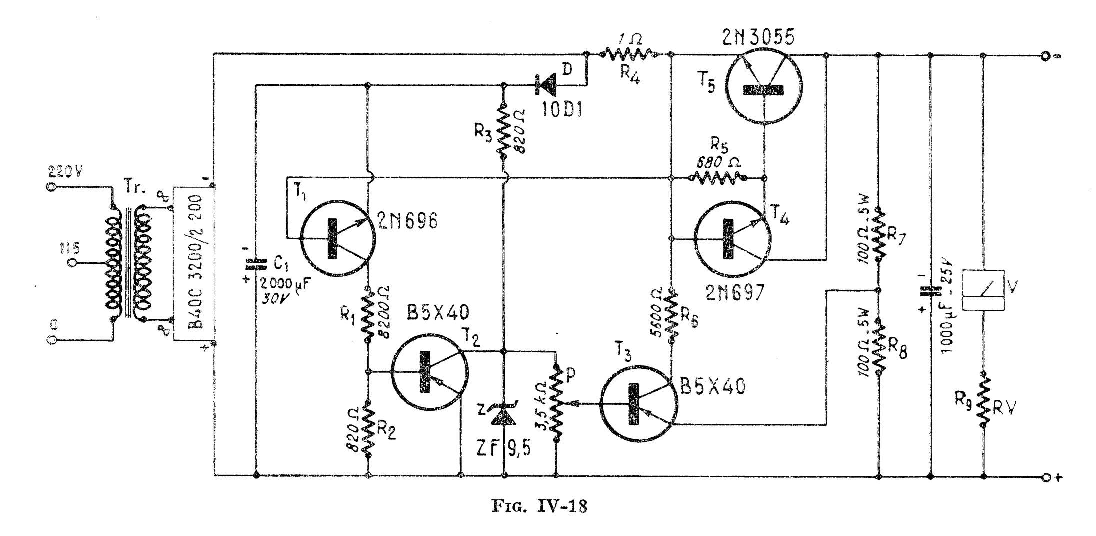


FIG. IV-18

Le collecteur de T_3 est relié directement à la base de T_4 qui, avec T_5 forment un montage « Darlington » procurant ainsi un gain appréciable à l'ensemble du montage.

Le limiteur d'intensité est constitué par T_1, T_2, R_1 et R_2 ; le transistor T_1 qui est un NPN a son émetteur mis au potentiel négatif à travers D et son collecteur est alimenté à travers R_1 et R_2 par la ligne positive. La base de ce transistor est branchée après la résistance R_4. Quand l'intensité débitée par l'alimentation dépasse 1 A, il apparaît aux bornes de R_4, donc entre émetteur de base de T_1, une tension suffisante pour débloquer ce transistor ; le courant circulant alors dans R_1 et R_2 polarise négativement la base de T_2 et ce dernier qui est un PNP devient alors conducteur et court-circuite Z tendant à faire baisser la tension de référence ce qui a pour effet de diminuer la tension de sortie proportionnellement à l'intensité fournie pour l'alimentation procurant aussi une limitation d'intensité qui évite la destruction du transistor de sortie. C_2 améliore le filtrage et diminue l'impédance de sortie de l'alimentation.

Alimentation stabilisée 0 - 18 V. 600 mA.

Le schéma de cette alimentation est très classique fig. IV-19. Un transistor NPN compare la moitié de la tension de sortie à une tension de référence prélevée sur un potentiomètre dont une extrémité est stabilisée par une diode Zener. Ce NPN commande en courant une paire Darlington placée en série dans l'alimentation. En cas de baisse de la tension de sortie par suite d'une augmentation de la charge, le courant du NPN a tendance à

augmenter ce qui entraîne un accroissement du courant de la paire Darlington et par conséquent du débit de l'alimentation.

Le transistor de puissance est un OC26 auquel on aurait certainement avantage à substituer un AD141 mais qui avait le mérite de traîner dans un tiroir ; le deuxième transistor du Darlington est un AC128 et le NPN un AC127.

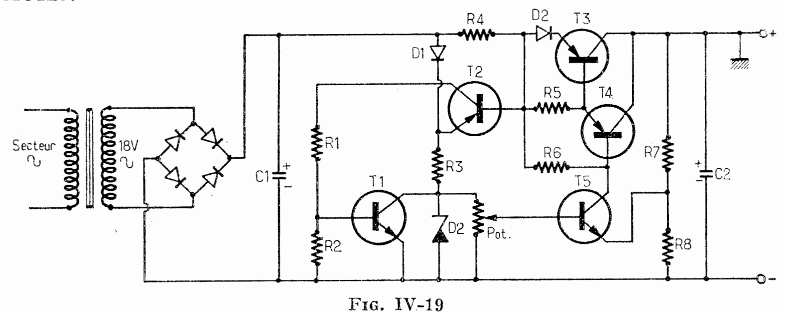


Fig. IV-19

Le courant fourni par cette alimentation a été volontairement limité à environ 600 mA ce qui est plus que suffisant pour les besoins courants. La limitation d'intensité est obtenue par un montage également classique comprenant deux transistors BF complémentaires (AC132 et AC127). Une résistance de 1,5 Ω provoque une chute de tension qui atteint 0,9 V dans le cas d'un courant de 0,6 A. Cette chute de tension débloque le transistor AC132 dont la base était maintenue à 0,7 V en dessus du potentiel de son émetteur par la diode au silicium D_2. Le courant de l'AC132 débloque à son tour le NPN AC127 lequel se trouve rapidement saturé et courtcircuite de ce fait la Zener de référence. Il en résulte qu'en cas de surcharge la tension de sortie baisse rapidement.

Voici maintenant quelques mots de la réalisation matérielle et le câblage est donné à la fig. IV-20.

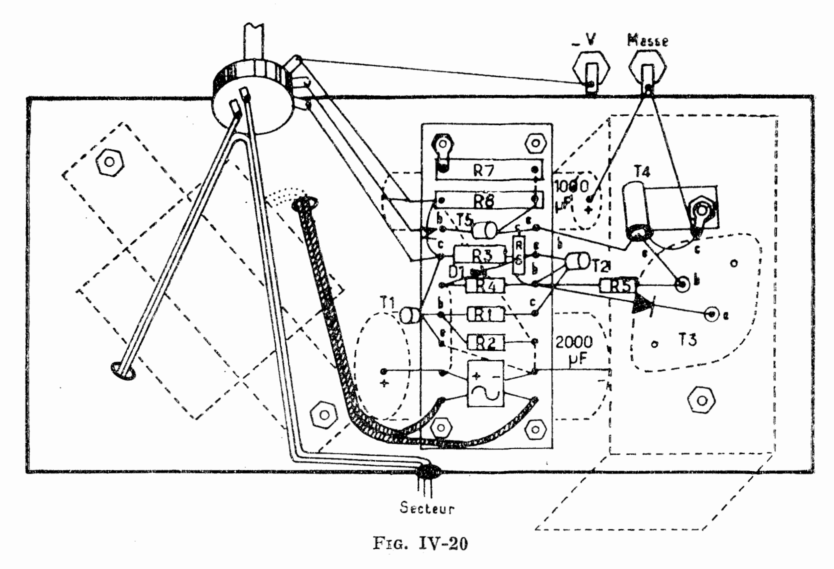


Fig. IV-20

Nous trouvons à gauche un transfo secteur/24 V dont on utilise la prise 18 V. On trouve également sur le dessus du châssis les deux gros chimiques qui sont encombrants ainsi que le transistor de puissance qui est monté sur une plaquette de 5 mm d'épaisseur formant radiateur, elle-même étroitement plaquée sur une tôle d'aluminium en U de 4 mm d'épaisseur. Ces deux pièces sont enduites de graisses au silicone et solidement vissées sur le châssis (dont le potentiel est ainsi celui du collecteur du transistor de puissance c'est-à-dire celui du pôle + de l'alimentation).

Les autres composants sont soudés sur une plaquette à cosses maintenue à l'intérieur du châssis par quatre entretoises. Ces dernières sont constituées par des chevilles plastiques vendues chez tous les quincailliers. Ces chevilles existent en divers diamètres ; les vertes font des entretoises idéales pour les vis de 3 mm et les bleues pour les vis de 4 mm.

La tension de sortie est réglée par un potentiomètre interrupteur. La sortie est constituée seulement par les deux douilles visibles sur le devant. Ces douilles sont naturellement rouge pour le + et noir pour le — pour éviter tout risque de confusion et le cordon servant à relier l'alimentation au montage utilisateur est muni bien entendu à ses deux bouts de fiches bananes également rouges et noires.

Valeur des éléments de la fig. IV-19.

R_1 = 10 kΩ
R_2 = 1 kΩ
R_3 = 1,5 kΩ (1 W)
R_4 = 1,5 Ω bob
R_5 = 220 Ω
R_6 = 15 kΩ
R_7 = R_8 = 80 Ω (3 W)
Pot. = 5 kΩ lin, avec inter.
Pont redresseur BY122

C_1 = 2.200 µF 63 V
C_2 = 1.000 µF 25 V
T_1 = T_5 = AC127
T_2 = AC132
T_3 = OC26 ou AD141
T_4 = AC128
D_1 = Si 150 mA
D_2 = Si 1A
Dz = BZY88/C9V1

Radio-Ref. Mars 1968
Réalisation F6AEE

ALIMENTATION SECTEUR 24 V - 1,4 A

La plaquette alimentation secteur de 125 × 70 mm, comprend deux transistors et une diode Zener. Un troisième transistor de puissance AD149 doit être monté sur radiateur fixé sur la partie supérieure du module. Les liaisons au module concernent son émetteur, sa base et son collecteur.

Le schéma complet de l'alimentation secteur est celui de la figure IV-21. Le transformateur d'alimentation et le redresseur en pont sont également extérieurs au module.

Le redresseur sec en pont délivre environ 1,4 A sous 24 V. La HT est filtrée par un condensateur de 2 000 µF-50 V.

Un pont, comprenant deux résistances de 2,7 kΩ et un potentiomètre de 2,2 kΩ est disposé entre — 25 V et masse (+ 24 V). Il permet de prélever les tensions de commande et de les appliquer sur la base de l'AC126, dont la tension de commande est amplifiée par l'AC128 monté en cascade et modifie la polarisation de base du transistor de puissance AD149. La conduction de ce transistor série est ainsi automatiquement modifiée selon la tension de sortie, ce qui permet la régulation, malgré les variations de charge de l'alimentation. Le potentiomètre de 2,2 kΩ, qui est un modèle miniature soudé à la plaquette, est réglé une fois pour toutes afin d'obtenir la tension de sortie désirée (— 24 V).

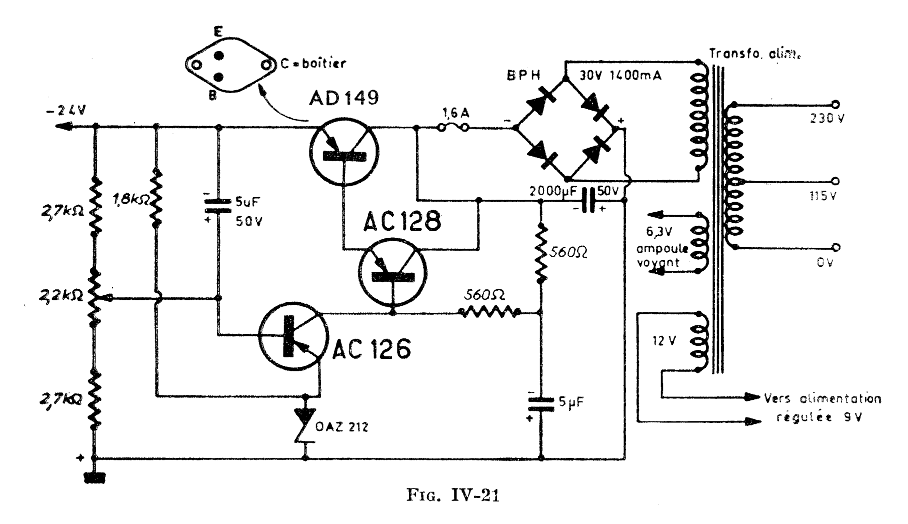


Fig. IV-21

Un fusible de protection est monté sur un support spécial de la partie supérieure de la plaquette à circuit imprimé.

Le même transformateur d'alimentation comporte un enroulement 12 V alternatifs relié à l'entrée du deuxième module alimentation 5 070 dont le schéma est celui de la figure IV-22. Ce module est équipé d'un transistor

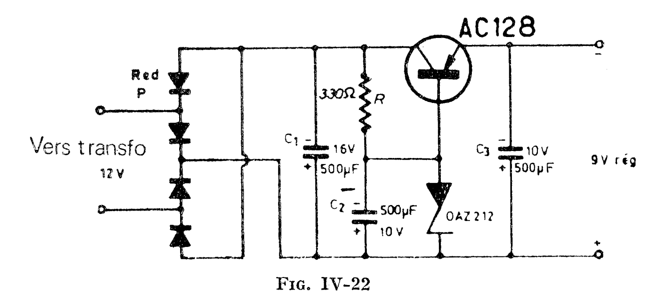


Fig. IV-22

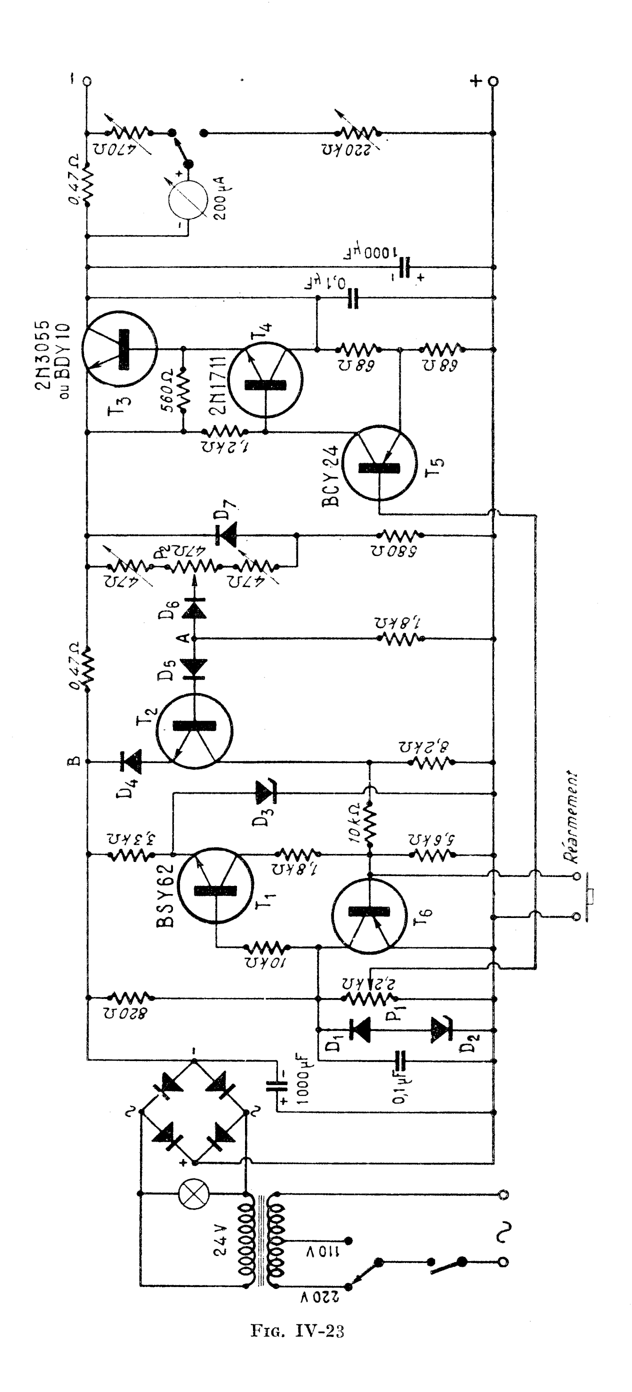
AC128 et d'une diode Zener OAZ212. Le redresseur P de 30 V-120 mA fait partie du module. L'AC128 est monté en régulateur série et permet de disposer à la sortie de 9 V régulés. Les valeurs des éléments du schéma de la figure IV-22, sont les suivantes : C_1 : 500 μF - 16 V ; C_2 : 500 μF - 10 V ; C_3 : 500 μF - 10 V ; R = 330 Ω.

ALIMENTATION STABILISEE 0 A 20 V - 1 A A PROTECTION ELECTRONIQUE

L'alimentation stabilisée décrite ci-après délivre une tension variable de 0 à 10 V pour une intensité maximale de 1 A. Elle est protégée électroniquement avec un seuil de déclenchement réglable de 0,1 à 1 A.

Le schéma de principe complet de l'alimentation est indiqué par la figure IV-23.

Le transformateur comportant un primaire bitension délivre au secondaire une tension de 24 V. Cette tension est redressée par un pont BY164 (RTC) puis filtrée par un condensateur de 1 000 μF.



2N3055
ou BDY10
T3
T4
2N1711
T5
BCY 24
T1
BSY62
T6
T2
D1
D2
D3
D4
D5
D6
D7
P1
P2
A
B
Réarmement
0,47 Ω
470 Ω
220 kΩ
200 µA
1000 µF
0,1 µF
560 Ω
1,2 kΩ
68 Ω
680 Ω
47 Ω
1,8 kΩ
8,2 kΩ
10 kΩ
3,3 kΩ
5,6 kΩ
2,2 kΩ
820 Ω
24 V
110 V
220 V

Fig. IV-23

Le régulateur série est de conception assez classique. La tension de référence prise aux bornes de D_1, D_2 (D_1 compense l'effet de température de D_2) est appliquée sur la base du transistor T_5. L'émetteur de T_5 est relié au point milieu d'un diviseur potentiométrique, constitué par deux résistances de 68 Ω 5 W. Ce système impose une tension de sortie double de la tension de référence (l'effet zener est plus stable pour des tensions de 8-9 V car la résistance dynamique est plus faible).

Le transistor T_5 commande T_3 et T_4 montés en Darlington. La tension est rendue variable grâce à P_1 qui prélève une fraction de la tension de référence.

Le condensateur de 0,1 µF monté en parallèle sur D_1, D_2 sert à diminuer le « bruit blanc » engendré par ces deux diodes.

Cette alimentation est protégée par un système à seuil réglable qui utilise la caractéristique directe des diodes au silicium.

Pour une tension à ses bornes inférieures à 0,7 V, le courant direct est très faible, même négligeable.

Lorsque la tension VA-VB est inférieure à la tension nécessaire pour avoir la conduction de D_4, T_2, D_5, T_2 reste bloqué, ainsi que T_6 et T_1. L'émetteur de T_1 est maintenu positif par rapport à sa base grâce à la diode zener D_3. Quand le courant débité augmente, la tension VA-VB augmente. Au moment où elle atteint le seuil de conduction de D_5, T_2, D_4, T_2 conduit, entraînant la saturation de T_6 qui annule la tension de référence. T_1 se sature, maintenant T_5 saturé.

Cet état est stable. Pour faire réapparaître la tension de sortie, il suffit d'actionner le bouton-poussoir « réarmement » qui bloque T_5 et entraîne le blocage de T_1. Le seuil est réglable, grâce au potentiomètre P_2.

En sortie un galvanomètre est commutable soit en voltmètre soit en ampèremètre. Les valeurs des shunts ne sont données qu'à titre indicatif et dépendent de l'appareil utilisé.

Réglages.

1° Faire débiter l'alimentation sur une résistance de puissance (20 Ω 20 W). Mesurer le débit à l'aide d'un contrôleur universel, ajuster la résistance en série dans le circuit ampèremètre pour avoir la même indication que celle indiquée par le contrôleur.

2° A vide, mesurer la tension de sortie maximum et ajuster la résistance en série dans le circuit voltmètre pour avoir la même indication sur les deux appareils. Ce procédé évite l'acquisition de résistances de précision toujours coûteuses, et assure une excellente précision.

3° Ajuster les 2 résistances de 47 Ω en série avec P_2 afin d'obtenir les 2 seuils minimum et maximum de déclenchement. Opérer comme suit : brancher une résistance de 20 Ω 20 W en sortie, augmenter la tension de sortie jusqu'à obtenir le courant désiré (courant maximum). Ajuster la résistance correspondante pour obtenir le déclenchement. De la même façon, le seuil minimum sera réglé.

Montée dans un boîtier de présentation soignée, cette alimentation n'aura rien à envier aux appareils disponibles sur le marché.

Valeur des éléments.

D_2 : BZY88/C9V1 RTC. D_3 : BZY88/C8V2 RTC. D_1, D_4, D_5, D_6, D_7 : BA100 (Si) RTC. T_1, T_2 : BSY62 (Siemens). T_3 : 2N3055 ou BDY10. T_4 : 2N1711 ou 2N1613. T_5, T_6 : BCY24 ou 2N1131 (PNP Si). Pont redresseur : BY164 (RTC).

ALIMENTATION REGULEE A TENSION AJUSTABLE (7-22 V/300 mA)

Voilà une réalisation bien commode pour remplacer piles et batteries lorsqu'on se livre à l'expérimentation de petits appareils à transistors. Régulée, elle présente l'avantage d'une grande stabilité ; ajustable, elle permet de choisir la tension de sortie nécessaire au fonctionnement d'un montage donné.

Le diagramme figurant le principe du fonctionnement de toute alimentation stabilisée est celui de la figure IV-24 dans lequel l'élément régulateur (T_1) est commandé par un étage comparateur (T_2) dont une électrode est au potentiel de référence et une autre à une partie de la tension d'utilisa-

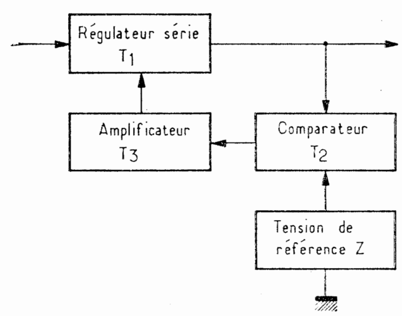


Fig. IV-24

tion. Comme la tension de commande appliquée à T_1 serait de trop faible amplitude, on intercale un amplificateur à courant continu (T_3). Plus le gain de celui-ci est important, plus la régulation est efficace et cette partie pourrait, dans ce but, comporter plusieurs étages amplificateurs en cascade.

La figure IV-25 nous permettra de mieux comprendre le fonctionnement électrique.

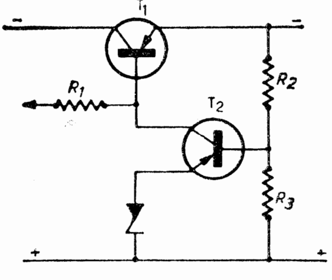


Fig. IV-25

La tension de référence est fournie par une diode zener qui fait apparaître à ses bornes une différence de potentiel relativement indépendante du courant qui la traverse. Le pont diviseur R_2-R_3 fixe la tension de base du comparateur (T_2), ce qui, pour une valeur donnée, produit un courant collecteur donné. Si la tension de sortie aux bornes du pont augmente, la tension à la jonction de R_2-R_3, donc de la base augmente, entraînant une augmentation du courant collecteur de T_2 donc une chute de tension plus grande dans R_1, une diminution de la tension de base de T_1 et un accroisse-

ment de la résistance collecteur-émetteur, ce qui réduit la tension utile disponible et conduit au résultat cherché.

Schéma de principe de l'alimentation.

La figure IV-26 représente le schéma d'une alimentation stabilisée qui utilise ce principe. T_1 est le régulateur série. T_2 est le comparateur. La tension de référence est produite par la diode zener Z, dont la résistance-série (5,6 kΩ) fixe la valeur. T_3 est l'amplificateur de la tension contrôle. La cellule RC (100 Ω - 22 nF) entre base et collecteur du comparateur a pour but de stabiliser le fonctionnement et d'amortir des oscillations parasites possibles du fait du taux élevé de contre-réaction globale. Un des éléments du pont est variable (P) de manière à ajuster à volonté, entre 7 et 22 V,

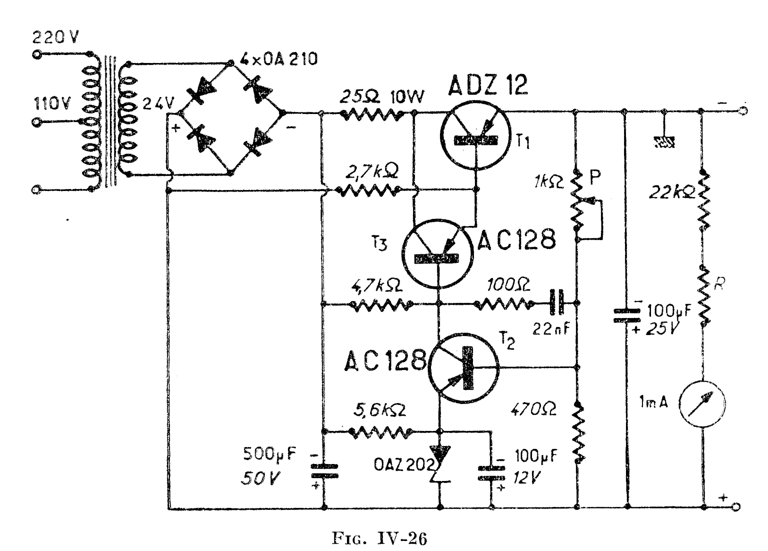


FIG. IV-26

la tension utile régulée. La protection contre un éventuel court-circuit est assurée par la résistance de base de T_1 (2,7 kΩ) vers le +, la résistance-série de 25 Ω - 10 W dans le circuit collecteur et enfin T_1, qui est un transistor de puissance, sera choisi de telle manière qu'il puisse supporter plus que largement la tension fournie par le redresseur. T_1 sera monté sur une ailette refroidisseuse de 40 cm^2 au moins et la résistance-série ainsi que la diode Z, éloignées de T_2 et T_3, en raison de leur température de fonctionnement élevée.

Un voltmètre de sortie nous a paru indispensable. Nous l'avons réalisé à partir d'un appareil de 0 à 1 mA, ce qui implique, pour lire 25 V, une résistance de 25 kΩ (valeur normalisée) sérieusement sélectionnée au pont de mesure, complétée par une résistance R dont la valeur, ajoutée à celle de la résistance du cadre de l'appareil de mesure, fasse 3 kΩ.

Le choix des transistors ne se limite pas à ceux que nous proposons et on pourra facilement trouver des équivalences. La tension d'utilisation minimum dépend pratiquement du choix de la diode zener (ici, 6,8 V) et si l'on doit, de ce fait, en adopter un autre type, la résistance-série sera ajustée pour un courant de 5 mA. La stabilité de la tension fournie est de 1 % à 7,5 V quand on passe du régime sans charge à un débit de 300 mA il est de 0,5 % à 22,5 V, de 0 à 90 mA.

ALIMENTATION STABILISEE 12-17-24 V

Cette alimentation, délivrant 200 mA sous 24 V, peut, bien entendu, être utilisée sur différents montage à transistors. Elle est montée sur un châssis en forme de L, comportant, sur l'un de ses côtés, l'interrupteur secteur à glissière, le bouchon d'adaptation de la tension du secteur 110-220 V et un support de bouchon à 4 broches correspondant aux trois sorties : + 12, + 17, + 24 V, et à la masse commune. Dimensions : largeur 70 mm, hauteur 55 m, profondeur 95 mm.

Schéma de principe.

Le schéma de principe très simple de l'alimentation est celui de la figure IV-27. Elle comprend un transformateur avec primaire 110-220 V et secondaire 24 V, relié à un redresseur en pont, réf. BPH30 V-350 mA. La tension continue positive est appliquée directement au collecteur du transistor régulateur NPN SFT377 dont la base est portée à un potentiel fixe de référence par la résistance de 1,8 kΩ et la diode zener 1N971A.

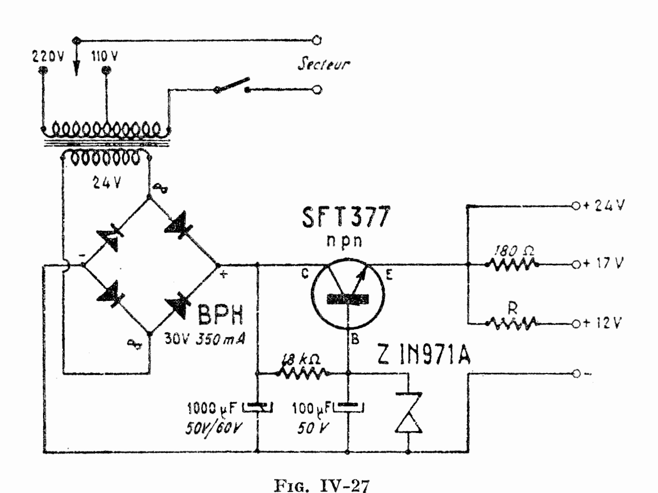


Fig. IV-27

A l'entrée, le filtrage est réalisé par un condensateur électrochimique de 1 000 µF - 50 V. La sortie positive régulée est prélevée sur l'émetteur du transistor SFT377, directement pour le + 12 V. Cette résistance R est de 750 ohms (deux résistances de 1,5 kΩ en parallèle). Les tensions de 12 et 17 V sont bien entendu celles que l'on obtient en charge, par suite de la chute de tension dans R (de 750 Ω) et dans la résistance de 180 ohms.

Montage et câblage.

Fixer sur le petit côté du châssis en L l'interrupteur secteur, le support du bouchon répartiteur de tension et le support à 4 broches des 4 sorties.

Le bouchon du répartiteur de tension 110-220 V est à 6 broches. Il comporte deux indications 115 et 220 V avec flèches. L'indicateur valable correspond à la position avec flèche dirigée vers le haut.

La figure IV-28a montre le câblage complet de l'alimentation. Les 5 cosses du transformateur sont accessibles sur sa partie supérieure.

Le redresseur en pont est soudé directement aux cosses du transformateur d'alimentation. Deux barrettes relais à 5 et 10 cosses supportent la plupart des éléments : la première est reliée aux trois électrodes du transistor SFT377, monté avec un clips de refroidissement vissé avec l'étrier des tôles du transformateur.

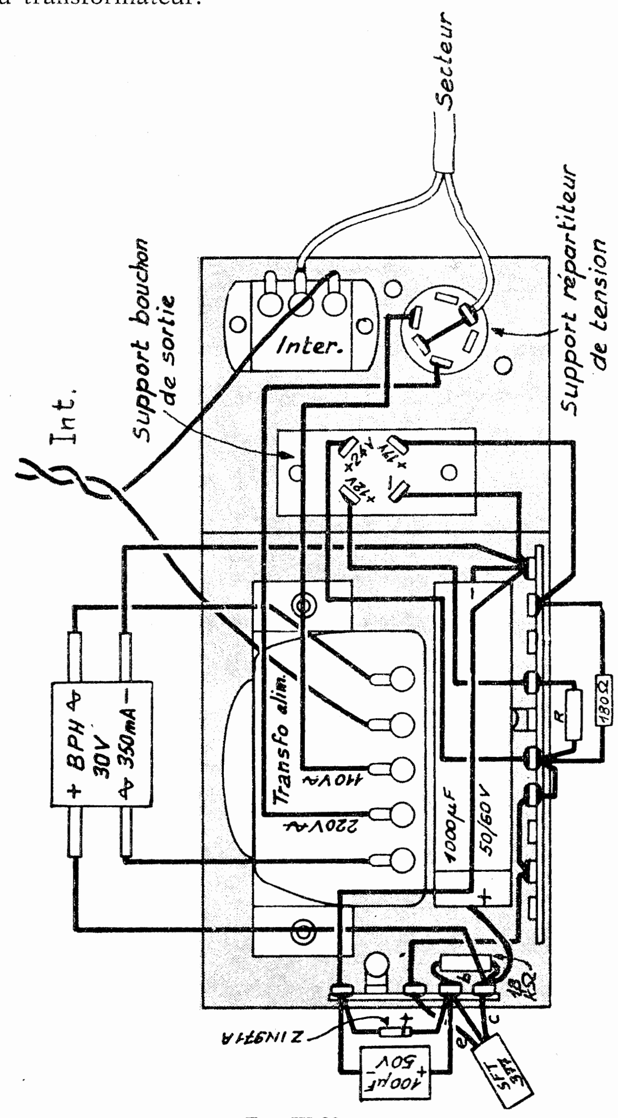


Fig. IV-28 a

On remarquera les deux fils torsadés marqués « vers interrupteur ». Le deuxième interrupteur utilisé, en série avec l'interrupteur à glissière de l'alimentation, est celui du potentiomètre de 10 kΩ du tuner FM. Sa ma-

nœuvre est, en effet, plus pratique que celle de l'interrupteur secteur de l'alimentation accessible à l'arrière du coffret (fig. IV-28b).

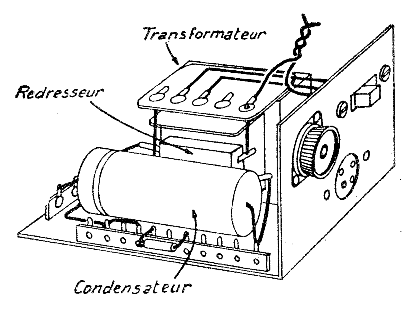


Fig. IV-28 b

SCHEMAS ET MONTAGES PRATIQUES D'ALIMENTATIONS STABILISEES

Nous donnons ci-après les schémas et montages pratiques de cinq modèles d'alimentations stabilisées à tension fixe dont les références et caractéristiques sont respectivement les suivantes :

SNT241 : 24 V - 1 A.
SNT351 : 35 V - 1 A.
SNT501 : 50 V - 1 A.
SNT602 : 60 V - 2 A.
SNT603 : 60 V - 3 A.

Tout le matériel nécessaire à la réalisation de ces alimentations conçues par RIM, est disponible, en particulier les transformateurs spéciaux d'alimentation, les plaquettes à circuits imprimés et les radiateurs des transistors de puissance extérieurs aux circuits imprimés.

Alimentation SNT241 de 24 V - 1 A.

Le schéma classique de cette alimentation est celui de la figure IV-29. Tous les éléments montés sur la plaquette à circuit imprimé, de 50 × 105 mm, sont entourés d'un pointillé. Les éléments extérieurs sont le transformateur d'alimentation, les deux condensateurs de filtrage de 2 500 μF et le transistor de puissance 2N3054.

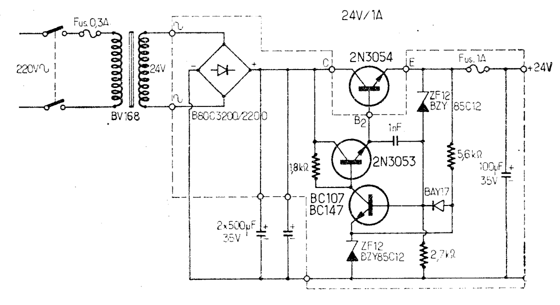


Fig. IV-29

Les valeurs des éléments montés sur la partie supérieure du circuit imprimé (fig. IV-30) sont les suivantes :

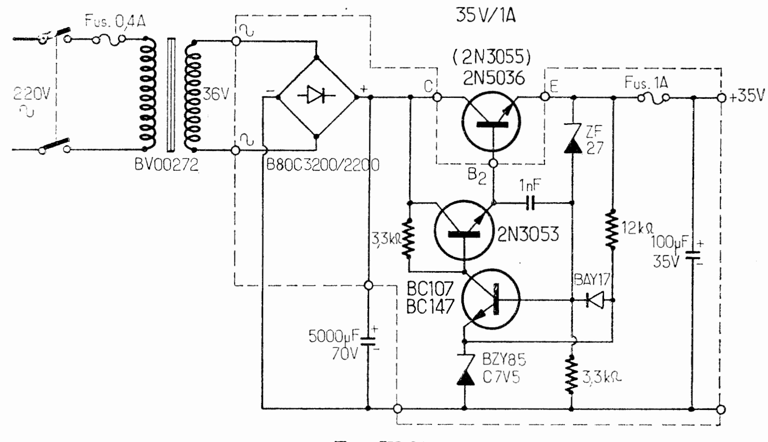


FIG. IV-30

R_1 : 1,8 kΩ, 0,5 W.
R_4 : 2,7 kΩ, 0,5 W.
R_7 : 5,6 kΩ, 0,5 W.
C_2 : 100 µF, 35 V.
C_4 : 1 nF.
D_1 : diode zener ZF12 ou BZY85C12.
D_2 : diode BAY17.
D_4 : diode zener ZF12 ou BZY85C12.
T_1 : transistor BC107 ou BC147.
T_2 : 2N3053 avec petit radiateur.
T_3 : 2N3054 avec radiateur extérieur.
S_1 : fusible de 1 A.

Alimentation SNT351 de 35 V - 1 A.

Le schéma de cette alimentation (fig. IV-31) est identique à celui du précédent modèle, aux valeurs d'éléments près. Le transformateur d'alimentation a un secondaire de 36 V au lieu de 24 V.

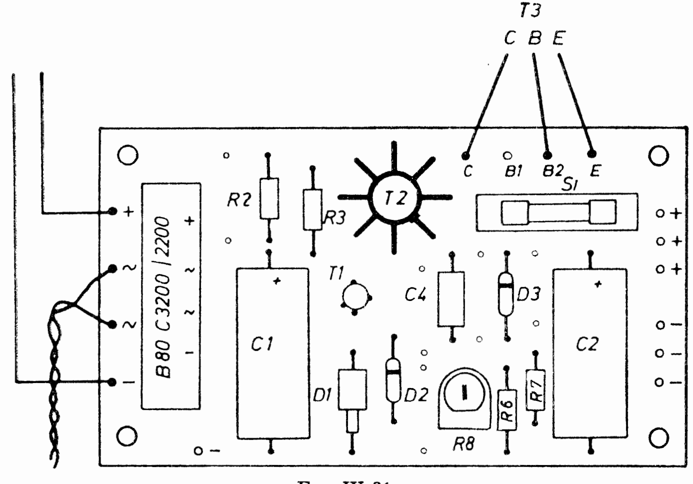


FIG. IV-31

La plaquette à circuit imprimé est identique. Les valeurs des éléments montés sur cette plaquette (voir fig. IV-30) sont les suivantes :

R_1 : 3,3 kΩ, 0,5 W.
R_4 : 3,3 kΩ, 0,5 W.
R_7 : 12 kΩ, 0,5 W.
C_2 : 100 µF, 35 V.
C_4 : 1 nF.
D_1 : diode zener BZY85C7V5.
D_2 : diode BAY17.
D_4 : diode zener ZF27.
T_1 : transistor BC107 ou BC147.
T_3 : 2N5036 avec radiateur extérieur.
S_1 : fusible de 1 A.

Alimentation SNT501 de 50 V - 1 A.

Le schéma est celui de la figure IV-32. Le transformateur d'alimentation a un secondaire de 45 V. Le schéma est le même aux valeurs d'éléments près que ceux des deux autres modèles. La plaquette à circuit imprimé est identique (fig. IV-30). Les valeurs de ses éléments sont les suivants :

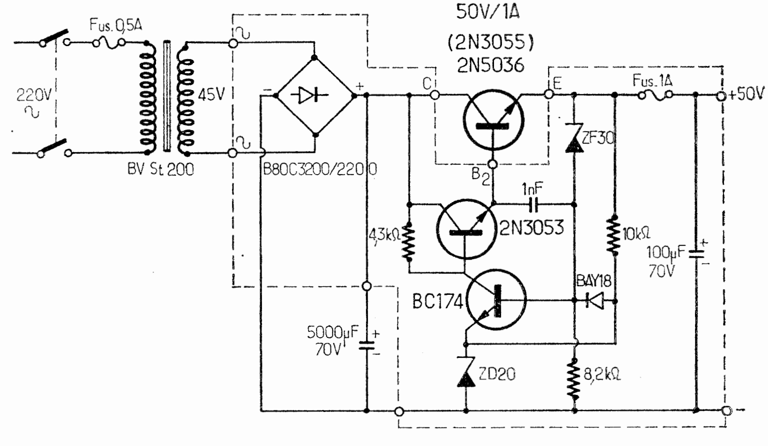


FIG. IV-32

R_1 : 4,3 kΩ, 0,5 W.
R_4 : 8,2 kΩ, 0,5 W.
R_7 : 10 kΩ, 0,5 W.
C_2 : 100 µF, 35 V.
C_4 : 1 nF.
D_1 : diode zener ZD20.
D_2 : diode BAY18.
D_4 : diode zener ZF30.
T_1 : transistor BC174.
T_2 : transistor 2N3053 avec petit radiateur.
T_3 : transistor 2N5036 avec radiateur extérieur.
S_1 : fusible de 1 A.

Alimentation SNT602 de 60 V - 2 A.

Le schéma de principe est celui de la figure IV-33. Il diffère des autres schémas. On remarque en particulier la résistance ajustable de 1 kΩ permettant de régler la sortie à 60 V.

Le circuit imprimé est toujours identique, mais il est reproduit à nouveau sur la figure IV-34 étant donnée l'implantation des éléments supplémentaires. Les éléments sont les suivants :

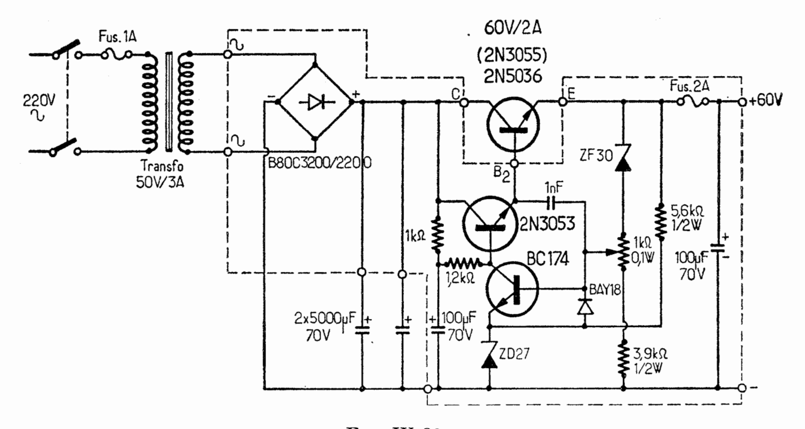


FIG. IV-33

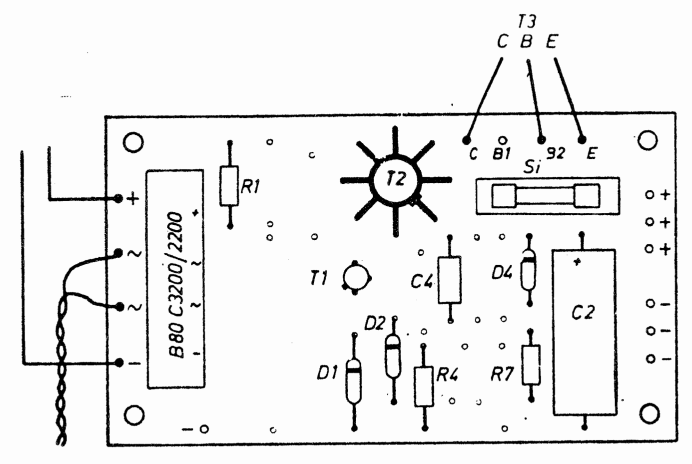


FIG. IV-34

R_2 : 1 kΩ, 0,5 W.
R_3 : 1,2 kΩ, 0,5 W.
R_6 : 3,9 kΩ, 0,5 W.
R_7 : 5,6 kΩ, 0,5 W.
R_8 : 1 kΩ.
C_1 : 100 µF, 70 V.
C_4 : 1 nF.
D_1 : diode zener ZD27.

D_2 : diode BAY18.
D_9 : diode zener ZF30.
T_1 : transistor BC174.
T_2 : transistor 2N3053 avec petit radiateur.
T_3 : transistor 2N5036 avec radiateur extérieur.
S_i : fusible 2 A.

Alimentation SNT603 de 60 V - 3 A.

Le schéma de principe (fig. IV-35) est le même que celui de la précédente alimentation à quelques valeurs d'éléments près. La disposition des éléments sur la partie supérieure de la plaquette est celle de la figure IV-36. Ces éléments sont les siuvants :

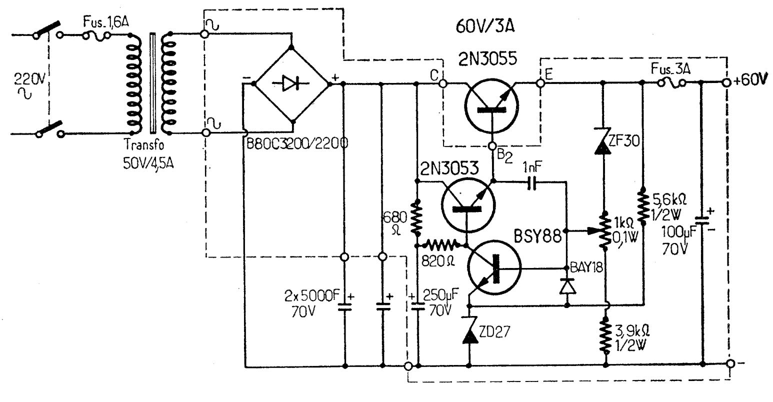


Fig. IV-35

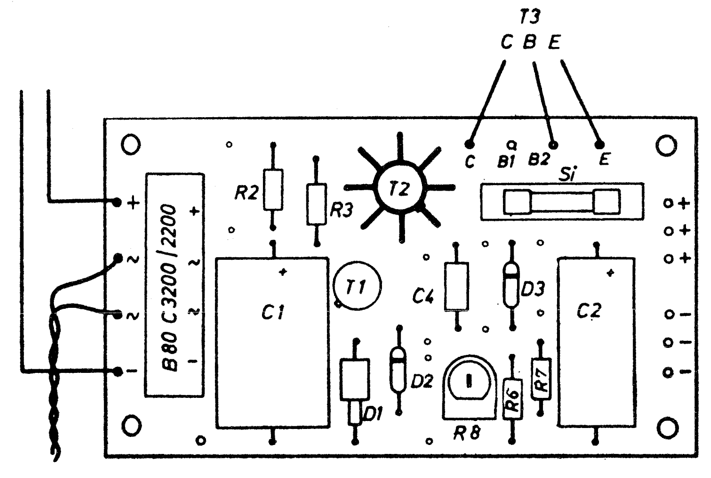


Fig. IV-36

R_3 : 680 Ω, 0,5 W.
R_1 : 820 Ω, 0,5 W.
R_6 : 3,9 kΩ, 0,5 W.
R_7 : 5,6 kΩ, 0,5 W.
R_8 : potentiomètre ajustable 1 kΩ.
C_1 : 250 µF, 70 V.
C_2 : 100 µF, 70 V.
C_4 : 1 nF.

D_1 : diode zener ZD27.
D_2 : diode BAY18.
D_3 : ZF80.
T_1 : transistor BSY88.
T_2 : 2N3053 avec petit radiateur.
T_3 : 2N5036 avec radiateur extérieur.
S_i : fusible 3 A.

ALIMENTATION REGLABLE DE 0 A 40 V - 3 A

Les principales caractéristiques de cette alimentation, dont le schéma électrique de principe est donné à la figure IV-37 sont les suivantes :

— Tension utile de sortie : réglable de 0 à 40 V.

— Courant fourni : réglable jusqu'à 3 A.

— Sécurité : système de disjonction automatique quand le courant nominal, réglé au préalable, est dépassé.

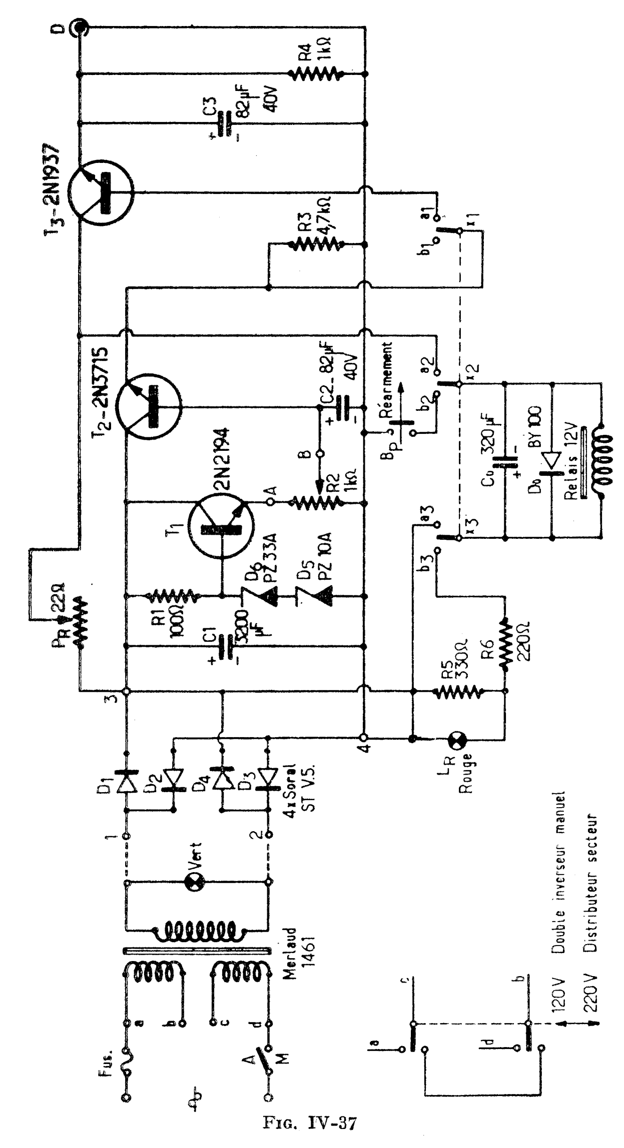


Fig. IV-37

Examen du schéma.

Les composants utilisés sont typiquement conventionnels et leur acquisition n'offre aucune difficulté particulière. Observons aussi la simplicité de la réalisation proposée.

Le transformateur d'alimentation délivre 48 V sous 4 A.

Les diodes de redressement D_1 à D_4 sont des diodes Soral STV5, pouvant d'ailleurs être remplacées par tout autre type équivalent.

Les diodes zener D_5 et D_6 respectivement PZ10A et PZ33A sont des Silec. On peut, si on le désire, les remplacer avantageusement par une seule diode du type PZ47A de la même série.

Les transistors, 2N2194, 2N3715, 2N1937, sont classiques et leur remplacement par des types équivalents n'offre en général aucune difficulté.

Outre les composants élémentaires (résistances, condensateurs...), on remarque un potentiomètre P_R de 22 Ω, utilisé en rhéostat, un relais 12 V, du type MK3 de Keyswitch, possédant trois contacts repos/travail, et un bouton-poussoir quelconque fermé au repos. Signalons que P_R doit pouvoir dissiper une puissance de l'ordre de 5 à 10 W.

Fonctionnement de l'alimentation.

La tension redressée par les diodes D_1 à D_4 montées en pont, et préfiltrée par C_1 3 200 µF/63 V, est d'une part appliquée sur les collecteurs de T_1, et d'autre part, sur la base de T_1 à travers le réseau de stabilisation R_1 100 Ω/ 5 W, et les diodes zener. Ainsi, la tension appliquée sur cette base est stabilisée à 43 V environ, c'est aussi la tension que l'on retrouve aux bornes de R_1 potentiomètre de 1 000 Ω, point A sur la figure IV-37. A partir du curseur de R_2 on applique sur la base de T_2 une tension réglable de 0 à 43 V. Dans ces conditions, la tension de sortie de T_2, prise aux bornes de R_3 4,7 kΩ, c'est-à-dire sur l'émetteur de ce transistor, a rigoureusement les mêmes caractéristiques que la tension mesurée sur le curseur de R_2, point B. Une première particularité du montage doit dès lors être constatée, elle consiste à alimenter la base de T_3 à travers un contact de repos du relais, a_1 de x_1, donc par une tension réglable de 0 à 43 V, et le collecteur de ce même transistor — qui joue le rôle de ballast — à partir du curseur du potentiomètre P_R. En définitive, la tension de sortie, recueillie sur l'émetteur de T_2, aux bornes de R_4 1 000 Ω et de C_3 82 µF/40 V, est une tension stabilisée pouvant varier de 0 à 43V au moyen de R_2.

Dispositif de sécurité.

Le relais étant normalement au repos, ses contacts x_1, x_2, x_3, sont positionnés respectivement sur a_1, a_2 et a_3. On connaît le rôle de a_4, il transmet sur la base de T_3 la tension issue de l'émetteur de T_2. Les contacts a_2 et a_3 alimentent la bobine du relais au moyen d'une tension prise entre le point chaud, côté diodes de redressement, de P_R et le propre curseur de ce potentiomètre.

Procédé de réglage.

Les opérations successives sont les suivantes :

— Placer le curseur de R_2 au point A de la figure IV-37. La tension de sortie est à son maximum, de l'ordre de 43 V.

— Placer le curseur de P_R côté diodes.

— Charger la sortie par une résistance de forte puissance et de valeur égale à :

$$R_C = \frac{U_S}{I_S}$$

Avec :

R_C : valeur de la résistance de charge.

U_S : valeur de la tension de sortie (43 V).

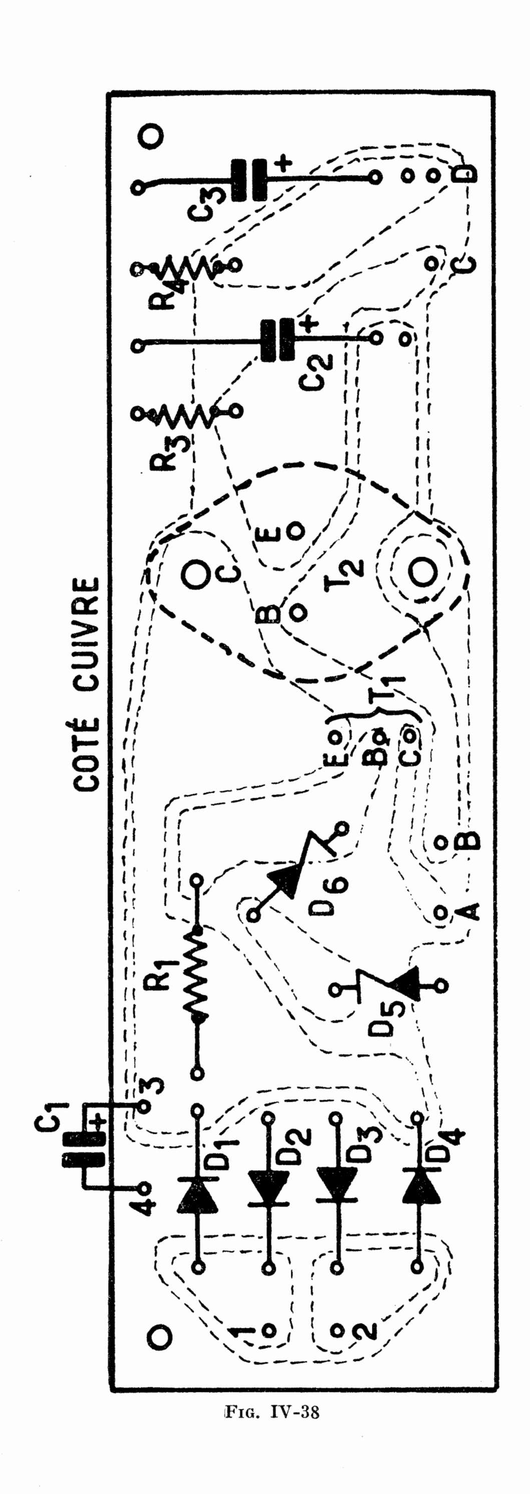


FIG. IV-38

I_S : limite de courant désiré (3 A max.).

— Retoucher le curseur de P_R jusqu'à obtenir l'excitation du relais.

A ce moment-là, x_1 passe sur b_1, la base de T_3 est isolée du reste du montage, et aucune tension n'apparaît en sortie, x_2 est passé sur b_2, ce contact est relié à la masse à travers le bouton-poussoir B_p qui est normalement fermé. x_3 est sur b_3 et la bobine du relais est connectée à travers R_5, L_R et R_6 au point chaud de P_R, ce qui le maintient collé. La lampe rouge est allumée et indique que l'alimentation a subi une surcharge. Si, sans débrancher la charge, on produit une poussée sur B_p, le relais décolle un court instant puis revient immédiatement à la position travail. L'alimentation est réglée et prête à fonctionner correctement, il suffit de débrancher la charge fictive qui a servi à faire les réglages et de la remplacer par le circuit d'utilisation.

Réalisation de l'alimentation.

Sur une plaquette imprimée, ont été placées toutes les pièces à l'exclusion des éléments suivants :

— Le transformateur d'alimentation.

— T_3 qui doit être monté sur un radiateur en cuivre de 7 cm sur 4 cm environ.

— Les potentiomètres P_R et R_2.

— Le relais et ses composants d'autocollage.

— Le condensateur C_1.

La figure IV-38 représente le circuit imprimé à l'échelle 1, ses dimensions réelles sont 17 cm sur 5 cm.

Précisons que T_2 est placé sur le circuit imprimé avec son propre radiateur en cuivre.

L'ensemble du montage est placé dans un coffret dont la forme et les dimensions sont laissées au choix du réalisateur. Sur la face avant, sont placés l'interrupteur marche-arrêt, le fusible secteur, le voyant vert (indication de mise sous tension), un galvanomètre gradué de 0 à 50 V, le voyant rouge de surcharge, le potentiomètre de réglage de tension R_2, les bornes de sortie (+ rouge, — noir) et le poussoir de réarmement B_p.

Boîte de charge.

Afin de faciliter les réglages en courant, une petite boîte de charge est utilisée. La figure IV-39 montre le circuit intérieur. Deux éléments sont utilisés, à savoir :

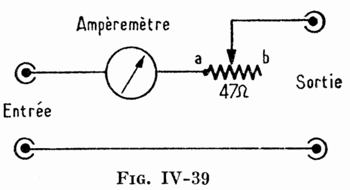


FIG. IV-39

— Un potentiomètre de 47 Ω d'une dizaine de watts.

— Un ampèremètre gradué de 0 à 5 A.

— Une paire de fiches d'entrée.

Son utilisation est très simple : on place le potentiomètre à sa valeur maximale, on court-circuite les bornes de sortie, on applique sur l'entrée la tension issue de l'alimentation et on procède comme précédemment.

ALIMENTATION STABILISEE A DISJONCTION ULTRA-RAPIDE

Caractéristiques.

— Alimentation tout silicium 50 V 3 A.

Régulation de tension efficace : 2 V pour la charge maximum (3 A).

— Protection ultrarapide : disjonction *en deux microsecondes* pour toute intensité dépassant 3 A.

— Dimensions : 75 mm × 110 mm.

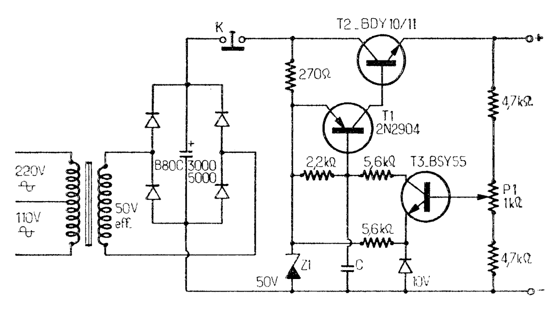


Fig. IV-40

Les amplificateurs à transistors actuels fonctionnant en classe B, nécessitent une alimentation stabilisée filtrée possédant une *protection ultrarapide* contre *toute surchauffe* provoquée par un *court-circuit* sur la ligne positive ou aux bornes du haut-parleur. Il est également nécessaire que cette alimentation protège efficacement les transistors de puissance en cas d'*emballement thermique.*

Principe de fonctionnement.

L'alimentation est composée d'une tension de référence délivrée par la diode Z_1 et d'une bascule à trois étages fournie par T_1, T_2 T_3.

Dès l'application de la tension U_1, le condensateur C se charge, débloquant T_1 — celui-ci fait conduire T_2 — et ce dernier T_3. L'ensemble reste stable, les trois transistors conduisent ; on retrouve donc à la sortie, une tension VS filtrée, stabilisée et dont la valeur est peu différente de celle de la tension de référence Z_1.

La tension de sortie VS est appliquée sur la base de T_3 par le pont R_1, P_1, R_2. En cas de surcharge ou de court-circuit sur la ligne positive, T_3 se rebloque, provoquant ainsi par effet cumulatif le blocage de T_1 et T_2.

La remise en service s'effectuera par simple pression sur l'interrupteur K.

Signalons que ce circuit fait l'objet d'un brevet pris par la Société Norelec, et que son utilisation industrielle ne peut se faire sans son accord.

ALIMENTATION SCIENTELEC « ALSP 4 » 80 V

Le transformateur prévu pour fonctionner avec cette alimentation possède un secondaire délivrant une tension de 70 V alternatifs. Cette tension est redressée par un pont de quatre diodes pouvant admettre 20 A chacune (fig. IV-41).

L'intensité fournie par cette alimentation, en régime normal est de 4 A. Une capacité de 2 000 μF/100 V constitue le « réservoir » (deux condensateurs de 1 000 μF en parallèle). Compte tenu de l'intensité importante demandée deux transistors « ballast » sont montés en parallèle (2 × « 181T2 »), formant un circuit de type « Darlington », à collecteur commun, avec un troisième transistor, du type 2N1893. Cet ensemble est commandé par un amplificateur différentiel constitué de T_4 et T_5 (deux transistors au silicium de type 2N2905). On compare une fraction de la tension de

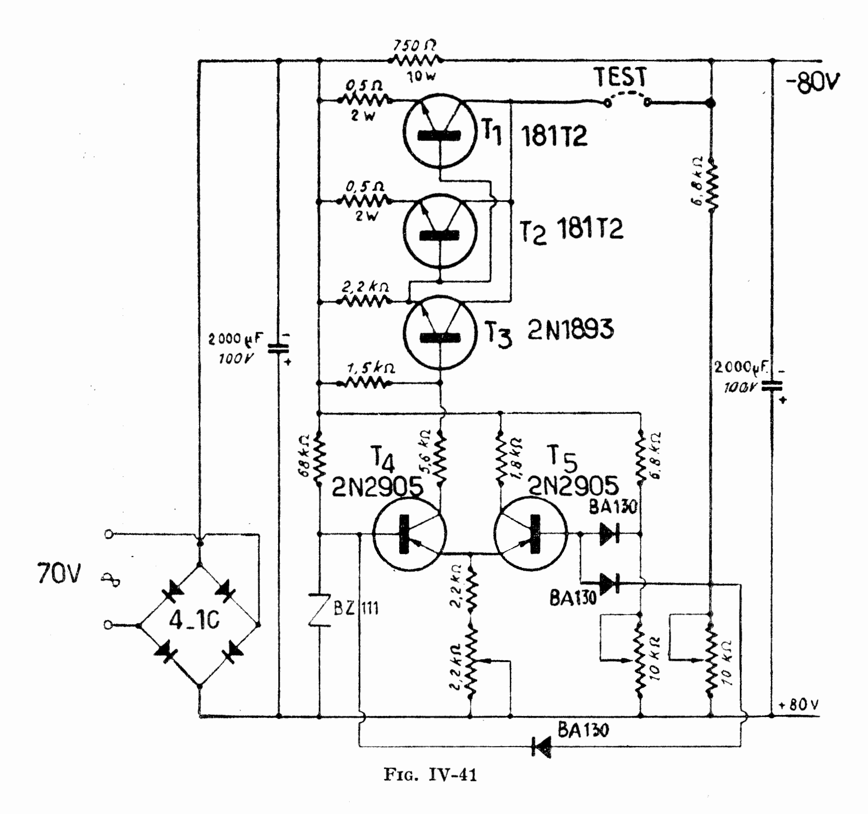


Fig. IV-41

sortie à une tension de référence obtenue par l'intermédiaire de la diode zener D_9 (BZ111). C'est le point de départ du circuit de disjonction automatique. En effet, en cas de court-circuit, ou même d'une consommation simplement trop importante, la tension de sortie s'abaisse. C'est alors que la diode BA130 (D_5) va bloquer T_4, tout simplement en modifiant sa polarisation de base. De ce fait, le circuit T_1-T_2 est interrompu par l'intermédiaire de T_3. L'alimentation ne débite plus. Le réarmement se fera automatiquement par un simple retour des conditions normales au sein du circuit.

En sortie, on trouve un nouveau filtrage qui élimine toute tension de ronflement. Il est constitué de deux condensateurs de 1 000 μF en parallèle.

L'ensemble est monté sur un circuit imprimé. Les transistors de l'amplificateur différentiel sont munis de radiateur du type « clips ». Les diodes de redressement sont vissées sur le circuit imprimé. Elles sont munies d'un double conducteur qui réalise des liaisons en 20/10 de mm.

UNE SOURCE BI-TENSION REGULEE (fig. IV-42)

Cette alimentation a été réalisée à partir d'un circuit imprimé intégré LH300 (National Semiconductor) et n'utilise qu'un seul transformateur de 25 V à point médian.

Le redressement est assuré par un pont Silec et suivant la valeur de R_2, on peut obtenir une tension différente.

Avec 10 kΩ : ± 10 V (600 mA); 13 kΩ : ± 12 V (500 mA); 17 kΩ : ± 15 V (400 mA).

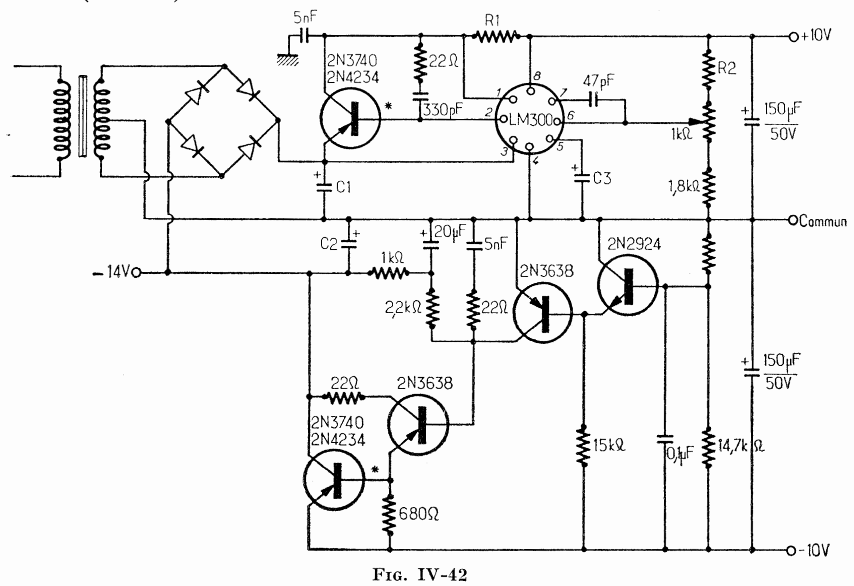


Fig. IV-42

La tension positive est régulée par le circuit LM300 et la tension négative est asservie par celle-ci. La résistance de sortie, dans les deux lignes est extrêmement faible, très inférieure à 1/10 Ω.

R_1 = 0,22 à 1 Ω.

C_1 = C_2 = 2 000 µF - 50 V.

C_3 = 10 µF minimum.

Les deux transistors marqués d'un astérisque sont munis de refroidisseurs à ailettes.

ALIMENTATIONS AUTONOMES A TRANSISTORS

1° Principe.

D'un emploi qui se généralise de plus en plus dans les installations mobiles ou portables, l'alimentation à transistors mérite qu'on lui accorde un développement convenable. Le fonctionnement d'un tel système dont la sécurité est absolue, le rendement élevé et l'usure nulle, est très comparable dans son principe au système ancien à vibreur, dans lequel une tension découpée par un contacteur vibrant était appliquée au primaire d'un transformateur spécialement étudié. Ici le vibreur a été remplacé par un transistor, quelquefois, mais plus communément par deux.

Le schéma de principe est celui de la figure IV-43 dans lequel le transistor T joue le rôle d'un interrupteur. Lorsque l'interrupteur T est fermé, la batterie est directement reliée à l'enroulement primaire xy du transformateur Tr, lequel est couplé à l'enroulement mn. Toute variation de tension dans xy amène une variation de courant dans cet enroulement, donc une variation de flux dans le noyau de Tr. Et la tension aux bornes de mn est proportionnelle au rapport du nombre des tours des deux enroulements, ce qui fait varier identiquement la tension de base. Le courant

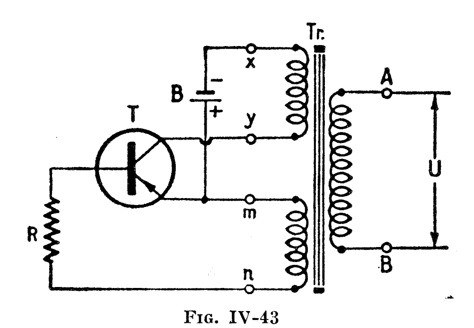


Fig. IV-43

collecteur équivaut à une ouverture et à une fermeture alternées du circuit xy sur la batterie B à une fréquence qui dépend de la résistance du circuit de base R, de la self-induction du bobinage xy et du rapport du nombre de tours de mn et xy. On pourra mesurer entre les points x et y une tension alternative (mais non sinusoïdale) largement continue de B. Si l'on dispose un troisième enroulement élévateur (d'utilisation) AB couplé à xy, on trouvera à ses bornes une tension de grande amplitude qu'on pourra utiliser selon le processus de redressement habituel.

Mais les montages pratiques répandus sur le marché font appel à deux transistors associés en push-pull, selon le schéma simplifié de la figure IV-44. Chaque transistor, comme précédemment, joue le rôle d'un interrupteur qui s'ouvre et se ferme alternativement. T_1 et T_2 sont alternativement bloqués et conducteurs, à tour de rôle, réalisant la commutation à une fréquence qui dépend à la fois de l'inductance de l'enroulement primaire, du coefficient d'amplification des transistors utilisés, de la résistance R, du rapport du nombre de tours du primaire xy et de l'enroulement de réaction mn. Pour que l'oscillation démarre instantanément, à la mise sous

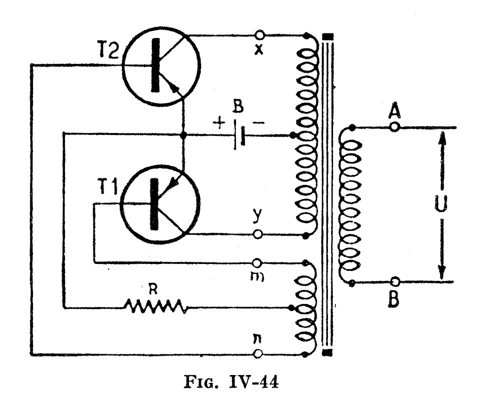


Fig. IV-44

tension, il faut d'ailleurs que le montage soit légèrement dissymétrique. Le point délicat, on le devine, est la réalisation du transformateur T pour lequel on utilise, en vue d'obtenir les meilleurs résultats, un matériel approprié. En effet, le courant produit n'étant ni sinusoïdal, ni de fréquence aussi basse que celle du secteur, il est nécessaire d'utiliser des noyaux magnétiques spéciaux. Le fer que l'on utilise dans les transformateurs d'alimentation classique ne convient pas parfaitement lorsque l'on recherche le meilleur rendement. Il est en effet nécessaire d'obtenir une brusque augmentation de courant à la fermeture du primaire, suivie de saturation et d'une brusque chute, ce qui réalise l'impulsion rectangulaire cherchée. Or, ne permettent d'obtenir de bons résultats que les noyaux en poudre de fer et les bobinages toroïdaux que l'on trouve d'ailleurs très couramment maintenant (aciéries d'Imphy notamment).

Les transistors utilisés sont évidemment toujours des modèles dits de puissance, susceptibles de supporter des tensions maxima en rapport avec la tension de départ et d'admettre de forts courants.

La tension de sortie alternative peut être utilisée telle quelle pour alimenter des appareils habituellement réunis au secteur et ce, dans la limite de la puissance disponible et bien que la tension soit de forme rectangulaire. Mais habituellement on préfère inclure dans le convertisseur un système de redressement et de filtrage analogue à celui que l'on trouve dans tout bloc d'alimentation partant du secteur. Les préférences des constructeurs vont évidemment aux redresseurs en pont et aux montages doubleurs. Nous allons voir comment on peut déterminer et calculer tous les éléments qui entrent dans la construction d'un convertisseur à transistors.

2° Calcul du transformateur d'un convertisseur à transistors.

On peut réaliser des convertisseurs à transistors avec des moyens simples en utilisant soit des transformateurs d'alimentation, soit des transformateurs prévus initialement pour un vibreur. Le fonctionnement est fort correct et permet d'employer un matériel existant, c'est pourquoi, dans les pages qui suivent, nous avons proposé plusieurs solutions de fortune de ce genre. Mais les meilleurs résultats, au point de vue du rendement, sont obtenus avec un transformateur spécial réalisé, soit sur un noyau de

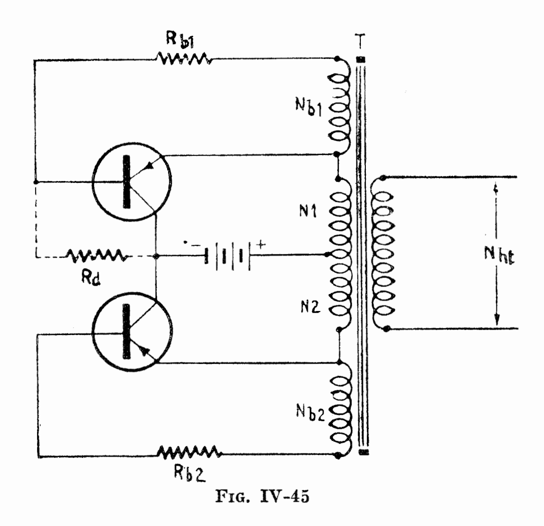


Fig. IV-45

fer au silicium, à induction maximum très élevée, pour les puissances assez grandes, soit sur noyau magnétique Ferroxcube pour les puissances moindres.

La fréquence à adopter n'est pas indifférente. Plus elle sera élevée, moins importante sera le transformateur, mais il faudra bien se limiter car les pertes augmentent avec la fréquence et le temps de commutation devient important, ce qui diminue le rendement. La solution adoptée est toujours un compromis et la fréquence maximum pratique ne dépasse jamais 1 000 Hz : elle se situe plus communément entre 200 et 800 Hz.

Elle se définit par la formule :

$$f = \frac{E_p \times 10^8}{4{,}44 \times B \times N \times S}$$

dans laquelle f est en hertz, E_p est la tension nominale en volts réellement appliquée aux transistors, B est l'induction, en gauss, du matériau utilisé, S, sa section en cm^2 et N, le nombre de tours d'un demi-primaire. Nous baserons ce qui suit sur la figure IV-45.

Dans les calculs pratiques on se fixe généralement la fréquence et on cherche à déterminer la valeur d'un demi-primaire. On la tire de la formule :

$$N = \frac{E_p \times 10^8}{4{,}44 \times B \times f \times S}$$

La formule donnant le nombre de spires de l'enroulement de base est tout aussi capitale :

$$N_b = \frac{N \times 2\, E_{be}}{E_p} \qquad (2)$$

dans laquelle N est le nombre de tours demi-primaire, trouvé dans la formule 1, E_{be} est la tension base-émetteur fournie par les caractéristiques et correspondant au courant collecteur maximum qui sera demandé au transistor. E_p est la tension appliquée, compte tenu de la résistance des enroulements de la tension de déchet du transistor et de la décharge de la batterie (on peut déduire 10 % à 15 % de la valeur de la tension d'une batterie bien chargée).

Le courant collecteur maximum d'un transistor découle de la formule :

$$I_c \text{ max.} = \frac{W_s}{R \times E_p} \qquad (3)$$

dans laquelle W_s est la puissance de sortie en watts tirée du convertisseur et R le rendement en %. En se reportant aux courbes relatives aux transistors utilisés, on trouve I_c max., la valeur de E_{be} qu'il n'y a qu'à intégrer dans la formule (2).

Le nombre de spires au secondaire se déduit de la formule :

$$N_{ht} = \frac{E_{ht} \times N \times 2}{E_p} \qquad (4)$$

dans laquelle E_{ht} est la tension de sortie. N et E_p ayant le même sens que plus haut. Enfin, la résistance de base se calcule par la formule :

$$R_b = \frac{E_{be}}{I_b} \qquad (5)$$

dans laquelle I_b est le courant de base propre au régime de fonctionnement choisi.

Mais peut-être ceux de nos lecteurs qui ne sont pas absolument familiers avec les mathématiques apprécieront-ils ce qui va suivre. Nous allons prendre appui sur ces formules pour calculer à leur intention une alimentation type. Après quoi, ils pourront, eux-mêmes, calculer et établir n'importe quel transformateur destiné à équiper n'importe quel convertisseur.

Données du problème : soit à établir un convertisseur partant d'une batterie de 12 V et donnant 300 V sous 100 mA soit 30 W.

Le rendement sera de 80 % et la fréquence de découpage 300 Hz. Pour tenir compte des pertes, tension de déchet et décharge de la batterie, $E_p = 10$ V.

1. *Choix des éléments*

Les transistors devront supporter des crêtes de :

$$12 \text{ V} \times 2{,}5 = 30 \text{ V}$$

et admettre un courant collecteur de (3) :

$$\frac{30}{0{,}8 \times 10} = 3{,}75 \text{ A}$$

Ces deux données imposent des transistors du type ASZ18 ou équivalent pour lesquels, lorsque le courant du collecteur est voisin de 4 A, le courant de base est $I_b = 3\,750/30 = 125$ mA et la tension de base $E_{be} = 1{,}8$ volt.

2. *Etablissement du transformateur*

a) *Noyau :* circuit magnétique simple Imphyl : 1Y10Q13.

b) Nombre de spires par demi-primaire (formule 1), dans laquelle E = 10 V ; f = 300 Hz ; B = 1 500 gauss et où 4,44 est ramené à 4. La section du noyau utilisé est de 1,4 cm².

Il vient :

$$N = \frac{10 \times 10^8}{4 \times 15\,000 \times 300 \times 1{,}4} = 40$$

Le primaire sera donc bobiné « deux fils en main » en une seule fois et comportera deux enroulements de chacun 40 tours.

Pour N_b, nous tirons de la formule (2) :

$$N_b = \frac{40 \times 2 \times 1{,}2}{10} = 14 \text{ spires, deux fois}$$

$$R_b = \frac{1{,}8}{0{,}125} = 14{,}4 \ \Omega$$

$$R_1 = 20 \text{ à } 30 \text{ fois } R_b$$

pratiquement une résistance ajustable à collier de 20 Ω.

Pour N_{ht}, la formule (4) nous donne :

$$N_{ht} = \frac{300 \times 40}{10} = 1\,200 \text{ spires}$$

Le diamètre de fil sera choisi en fonction du courant qui parcourt les enroulements. En principe on peut retenir pour correcte une densité de courant de 5 A/mm². Un fil de 1 mm de diamètre peut être considéré comme pouvant véhiculer sans inconvénient 4 ampères.

La méthode de calcul ci-dessus développé et illustré par l'exemple concret qui précède permettra de déterminer avec une précision suffisante les éléments de n'importe quel convertisseur.

Convertisseur de faible puissance 6 V-125 V (12 W).

Le montage décrit se range dans la classe des appareils à faible puissance puisqu'il fournit une douzaine de watts à partir d'une batterie de 6 V (fig. IV-46). Il utilise deux transistors BDY24B dans un montage classi-

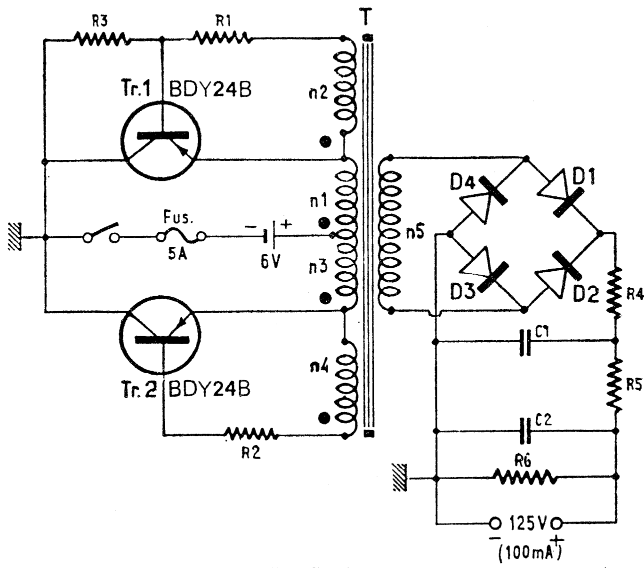


Fig. IV-46

que comportant essentiellement le transformateur spécial réalisé sur un circuit coupé simple en Imphysil, type FA10Q13 dont la réalisation est facile (fig. IV-47).

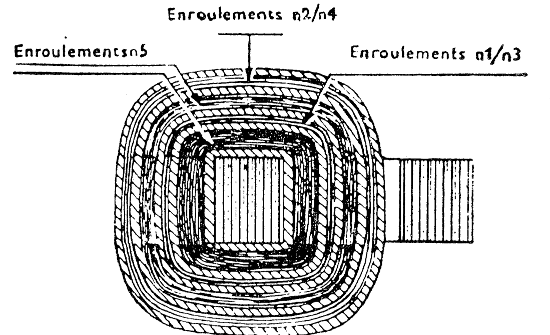


Fig. IV-47

La méthode de bobinage est classique. On réalise d'abord n_1-n_2 en même temps, avec deux fils d'un coup (fil émaillé 12/10) en bobinant 24 spires par section. Le secondaire n_5 comporte 580 spires de fil émaillé de 30/100 bobinées sur n_1-n_2 par interposition de plusieurs couches de papier isolant. Puis on termine en bobinant n_2-n_4 en une seule couche à raison de 25 spires

de fil 40/100 par section. Le fonctionnement est simple et instantané sur une fréquence d'environ 300 Hz et le démarrage des oscillations est assuré par une dissymétrie enre Tr_1 et Tr_2 apportée par une légère polarisation de Tr_1 par la résistance R_3. Lorsqu'un transistor est bloqué, il supporte entre collecteur et émetteur une tension égale au minimum à deux fois la tension batterie et atteignant jusqu'à 2,5 fois cette tension au début du blocage. Il s'ensuit que les transistors choisis doivent pouvoir supporter très largement ces pointes. Le redressement est effectué par un pont de quatre diodes et le filtrage se limite à la cellule en pi C_1-C_2-C_5, ce qui est tout à fait suffisant compte tenu de la fréquence élevée de travail.

Rappel :

$n_1 = n_3 = 24$ spires

$n_2 = n_4 = 25$ spires

$n_5 = 580$ spires

Un convertisseur bitension alimenté par une batterie de 6 V.

La figure IV-48 représente un convertisseur qui donne à partir d'une batterie de 6 V une haute tension de 400 V (100 mA) et la demi-tension 200 V (50 mA) ce qui représente au total une puissance utile de 50 W. Le rendement avec un noyau convenable est facilement de 80 %, ce qui fait qu'à pleine charge le courant pris à la batterie dépasse tout juste 10 A. Étant donnée la faible tension initiale nous pouvons choisir des transis-

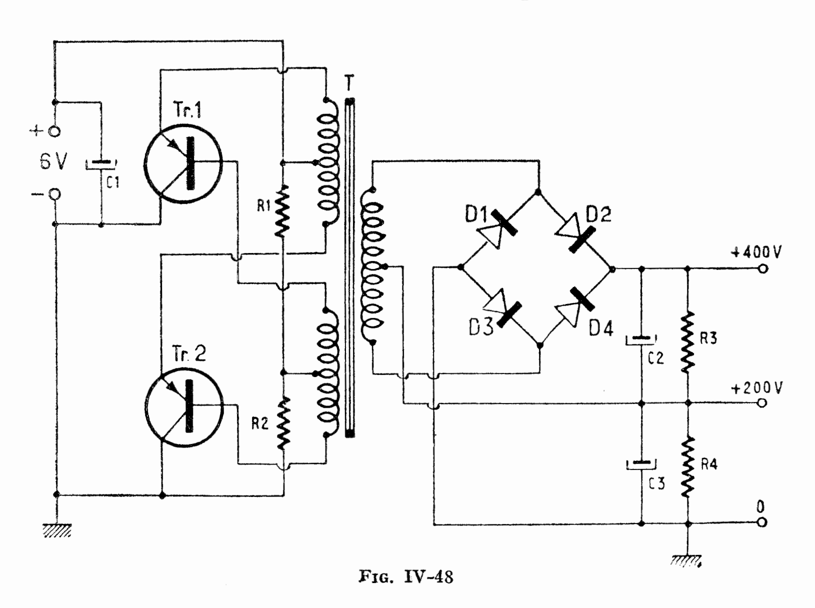


FIG. IV-48

tors à basse tension, c'est pourquoi nous trouvons 2 × ADZ11 qui admettent par ailleurs un courant bien supérieur à la demande. Le secondaire à point milieu est connecté à un pont de quatre diodes ce qui permet d'obtenir les deux tensions souhaitées, correctement filtrées. Naturellement le transformateur, ici encore, est le point délicat. Pour familiariser le lecteur avec le calcul, voici comment procéder, en partant de ce qui a été dit plus haut.

1) Calcul d'un demi-primaire :

$$n = \frac{6 \times 10^8}{4 \times 15\,000 \times 1{,}5 \times 300} = 22 \text{ spires}$$

avec S = 1,5 cm² ; f = 300 Hz ; induction : 15 000 gauss.

La valeur du courant maximum de collecteur étant :

$$I_c = \frac{50 \times 100}{80 \times 6} = 10{,}5 \text{ A environ,}$$

on trouve pour courant de base I_{be} = 10,5 : 20 = 0,5 A auquel correspond une tension de base de 1,2 V.

2) Calcul de l'enroulement de réaction :

$$n_b = \frac{22 \times 2 \times 1{,}2}{6} = 8{,}8 \text{ spires ou 9 spires}$$

3) Calcul de l'enroulement secondaire (ht) :

$$n_{ht} = \frac{400 \times 22}{6} = 1\,460 \text{ spires avec point milieu}$$

Une alimentation de puissance (250 V-200 mA) à partir d'une source continue de 6 V.

De nombreux véhicules automobiles sont encore équipés de batteries de 6 V, ce qui est évidemment un inconvénient dans le cas qui nous occupe, celui de la production de tensions élevées sous une puissance notable. C'est la raison pour laquelle nous avons consacré quelques pages aux conver-

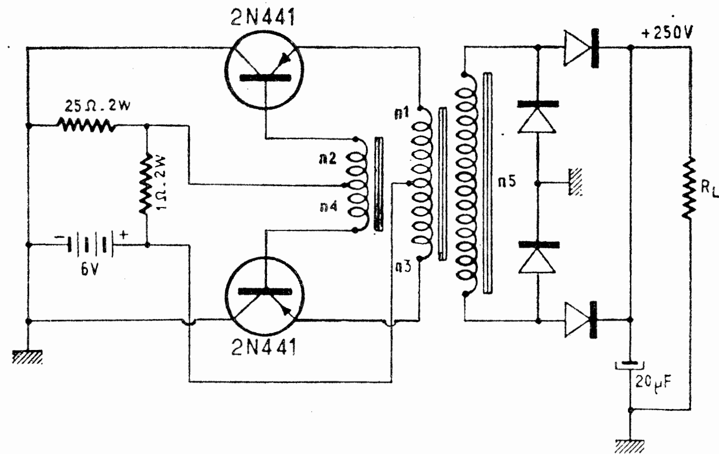


FIG. IV-49 a

tisseurs partant de basses tensions. Ceci autorise l'emploi de transistors de puissance très courants, prévus pour des tensions faibles, inférieures à 50 V max. C'est le cas du 2N441 qu'on trouve aussi bien dans le matériel français qu'américain sous différentes marques et dont la correspondance la plus connue est chez Cosem le SFT265 (fig. IV-49 a et b).

Les deux versions ci-dessus sont assez semblables et comportent un oscillateur sur 400 Hz. Mais la version a est séduisante parce que le montage est du type à collecteur commun, ce qui autorise la mise à la masse directe des boîtiers et par conséquent facilite la réalisation mécanique.

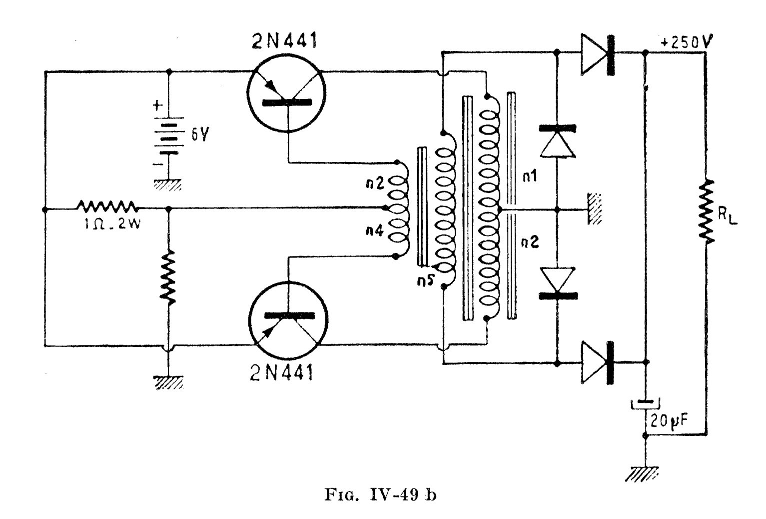


FIG. IV-49 b

Dans les deux cas on effectue le redressement par un pont de quatre diodes à PIV moyen (OA210, SFR164, 40J2, etc.).

Les données numériques pour la construction du transformateur sont les suivantes : noyau en C.

	a	b	Diamètre du fil
$n_1 = n_3$	18	18	12/10 mm
$n_2 = n_4$	27	9	4/10 mm
n_5	790	790	3/10 mm

Un convertisseur 12 V de petite puissance (30 W).

L'alimentation décrite ci-dessous est destinée à faire fonctionner un émetteur ou un récepteur monté sur voiture, à partir d'une batterie d'accumulateurs de 12 V. Sa puissance est de l'ordre de 30 W. L'intensité maximum délivrée est de 100 mA sous 300 V. Des tensions de 150 V sont, en outre, disponibles pour l'alimentation éventuelle de petits étages.

La consommation de courant sous 12 V est de l'ordre de 3 à 4 A maximum.

Le rendement d'une telle alimentation est intéressant (75 à 85 %) lorsque l'on utilise un bon transformateur.

Le schéma de principe complet de l'alimentation est indiqué par la fig. IV-50. Les deux transistors de puissance sont des AD149. Les quatre diodes redresseuses montées en pont sont du type au silicium.

D'autres transistors de puissance peuvent être également employés qui permettraient une tension et une puissance de sortie supérieures.

L'utilisation d'un redresseur HT en pont est la plus indiquée car elle permet d'obtenir la tension de sortie maximum et la tension inverse minimum.

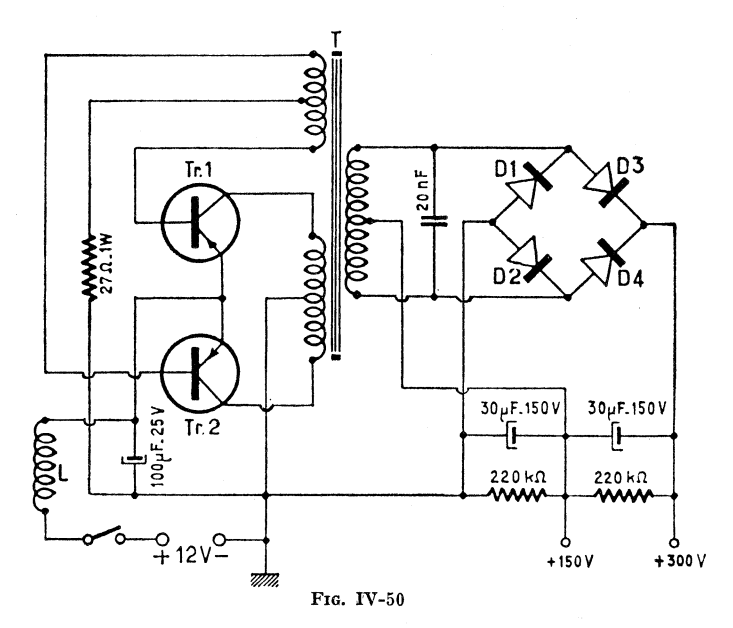


Fig. IV-50

Pour éviter les interférences provoquées par l'oscillation des transistors on utilise un filtre LC_1 en série avec le fil relié au positif de la batterie. L est constituée par 50 spires de fil isolé de 2 mm, bobinées sur un mandrin sans noyau de 12 mm de diamètre.

Le condensateur joue le rôle d' « étouffeur » comme dans le cas des alimentations à vibreur. Il élimine les surtensions préjudiciables aux transistors et aux diodes redresseuses. Ce condensateur accorde le secondaire, ce qui augmente légèrement la tension de sortie tout en facilitant le filtrage.

Une capacité plus élevée augmenterait l'efficacité du filtrage mais réduirait la fréquence d'oscillation et la tension de sortie disponible. Il est préférable, si l'on désire un meilleur filtrage de préférence à une puissance maximum, de monter en série une résistance de l'ordre de 500 à 1000 Ω.

(Il faut remarquer que si l'on n'utilise pas un matériau spécial pour le noyau magnétique, les brèves pointes de tension de collecteur peuvent prendre une amplitude dangereuse, à la longue, pour les transistors.)

Un convertisseur de moyenne puissance.

Le montage décrit est intéressant car il permet d'obtenir une puissance utile de 50 W, à partir d'une batterie de 12 V (fig. IV-51).

Le circuit magnétique est constitué en tôles rectimphy U240 de 10/100 de mm en montage enchevêtré et circuit cuirassé de 7,5 mm d'épaisseur, ce qui donne une section du noyau de 1,35 cm².

Le démarrage des oscillations est assuré par une dissymétrie créée entre Tr_1 et Tr_2 légèrement polarisé par la résistance R_3. Le redressement est effectué par un pont de quatre diodes BY100.

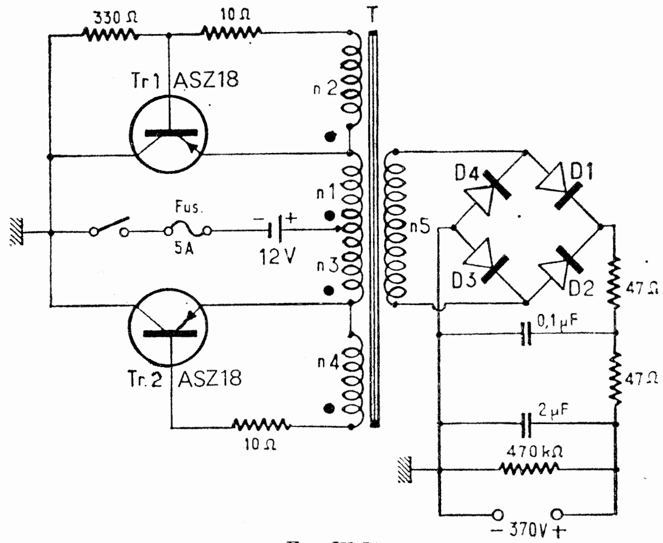


Fig. IV-51

Réalisation du transformateur (fig. IV-52) :

$n_1 = n_3 =$ 37 spires 12/10 mm
$n_2 = n_4 =$ 15 spires 45/100 mm
$n_5 =$ 1 250 spires 25/100 mm

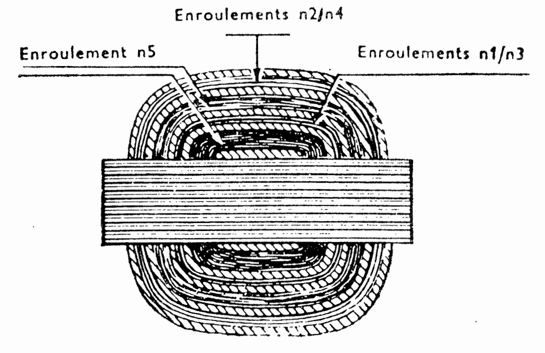


Fig. IV-52

On trouvera dans les descriptions qui précèdent la manière de mener à bien le bobinage des trois circuits. Les points qui figurent sur les schémas indiquent les débuts des bobinages.

Un convertisseur de grande puissance 12 V-500 V (100 W).

A. Cette réalisation utilise des transistors de puissance très courants, existant aussi bien dans la production américaine que dans les productions des constructeurs français. Le montage est un oscillateur push-pull à base commune et la fréquence des oscillations est de 800 hertz environ. Le secon-

daire étant à point milieu, le redressement de la haute tension disponible étant effectué par un pont de quatre diodes à P.I.V. minimum de 600 V (SFR156, 66J2, OA211, etc.), on peut recueillir non seulement la tension redressée maxima mais aussi la demi-tension simultanément, ce qui est très utile dans certains cas.

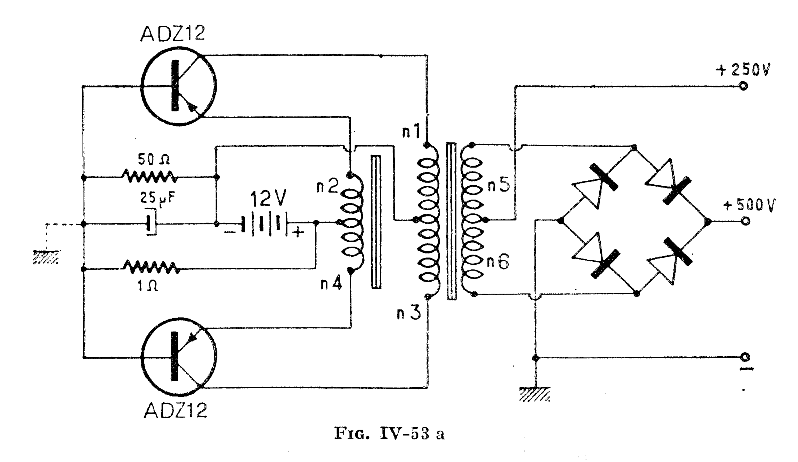


Fig. IV-53 a

Le transformateur bobiné sur un noyau en C est ainsi dimensionné :

$n_1 = n_3 =$ 18 spires 12/10 mm

$n_2 = n_4 =$ 5 spires 12/10 mm

$n_5 = n_6 =$ 395 spires 3/10 mm

B. Cette réalisation diffère de la première par le fait important, quant à la disposition mécanique des transistors et à leur refroidissement, que le montage est du type à collecteur commun, ce qui autorise leur mise à la masse. Le problème se trouve simplifié par le fait que le collecteur étant réuni au boîtier, les transistors sont fixés directement sur leur système refroidisseur qui peut être par exemple le châssis. Le secondaire haute tension ne

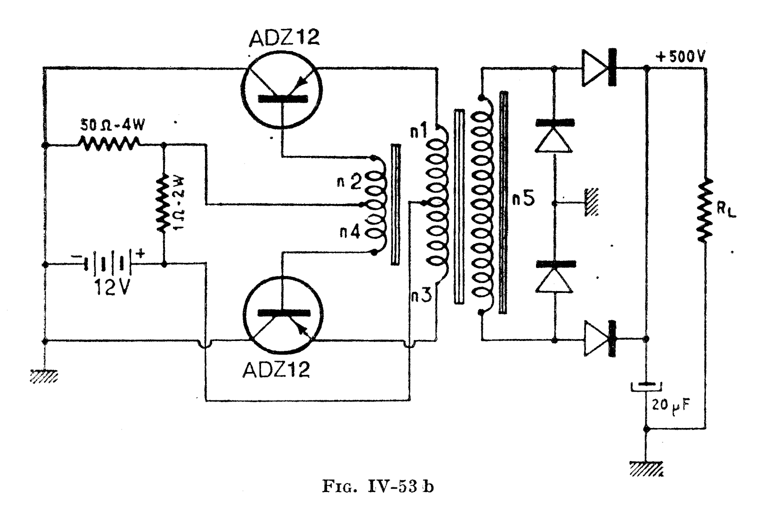


Fig. IV-53 b

comporte pas de point milieu mais rien n'empêcherait d'en ménager un. Le redressement se fait par un pont de quatre diodes comme dans le montage précédent et le transformateur doit être ainsi conçu :

$n_1 = n_3 =$ 18 spires 12/10 mm

$n_2 = n_4 =$ 22 spires 4/10 mm

$n_5 =$ 790 spires 3/10 mm

Alimentation 12 V-500 V (120 W).

Pour une tension de 12 V continus, nous recueillons en sortie une puissance utile de 120 W, soit : 500 V 240 mA avec possibilité de tirer une tension moitié, soit 250 V, pour les étages intermédiaires. Ceci avec : 1 transformateur, 2 transistors BF ADZ11 quelques capacités et résistances et un peu de fil.

Les 2 transistors devront être montés sur des refroidisseurs à ailettes ou des tôles recouvertes de noir araldite.

La consommation à vide est de l'ordre de 1 ampère.

La fréquence d'oscillation se situe aux environs de 100 Hz. (fig. IV-54).

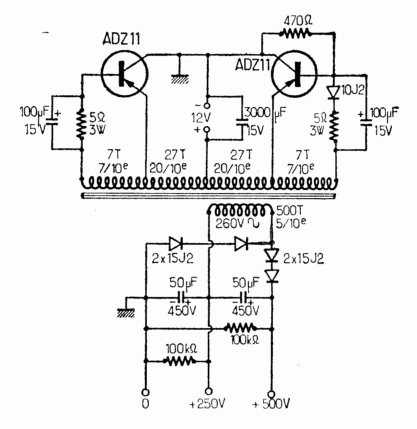


FIG. IV-54

Bien entendu, pour ceux qui voudraient bobiner eux-mêmes leur transformateur, le schéma leur donnera tous renseignement utiles.

A noter qu'il y a lieu de « sandwicher » les enroulements afin de réaliser l'équilibrage et l'égalité des impédances.

Les valeurs du bobinage sont données pour des tôles en circuit C. Core Imphy FA 10 V29.

Alimentation 12 V-300 V (85 W).

Ce convertisseur a été étudié pour alimenter un émetteur mobile 144 MHz, dont la consommation est de 280 mA sous 300 V (Emetteur + modulateur.)

L'ensemble est monté dans un boîtier de dimensions 120 × 75 × 75 mm sur dissipateur SCAIB. Les deux transistors sont fixés sur ce dissipateur, sans isolement puisqu'ils sont montés en collecteur commun et que le moins est à la masse.

Les mesures effectuées sur un exemplaire sont les suivantes :

Puissance maximum : 84 W ; 300 V - 280 mA.

Courant de repos : 2 A.

Courant de charge : 9,5 A.

Rendement : 74 %.

Les deux résistances de base sont à ajuster suivant les gains des transistors, pour obtenir un compromis entre le démarrage en charge et le courant de repos minimum.

Les transistors utilisés sont des ADZ12.

Il est très important de respecter le sens d'enroulement constant du transformateur de base à base pour le démarrage de l'oscillation. Pour essayer l'ensemble à vide, utiliser une pile ordinaire de 4,5 V et brancher un seul transistor : si le transformateur est bobiné correctement, l'oscillation doit s'établir fig. IV-55.

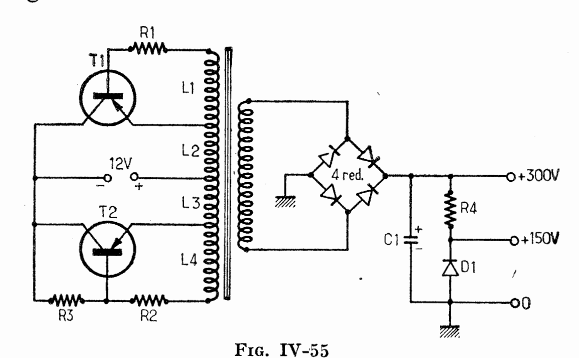


FIG. IV-55

L_1 = 20 spires 30/100.	R_3 180 Ω Sfernice.
L_2 = 24 spires 10/10.	Red 1, 2, 3, 4, 15J2 Sesco.
L_3 = 24 spires 10/10.	C_1 50 μF - 350/385 V.
L_4 = 20 spires 30/100.	D_1 1N3011 Motorola 150 V.
L_5 = 720 spires 25/100.	R_4 10 kΩ Sfernice.
T_1 et T_2 ADZ12 Radiotechnique.	Tr : ferrite LTT-FN 1044 B.
R_1 et R_2 18 Ω bobinées Sfernice.	Entrefer : 0-2002.

Convertisseur de forte puissance 12 V-400 V (300 mA) (fig. IV-56).

Partant d'une tension basse, ce convertisseur utilise des transistors de puissance du type basse tension parmi lesquels le type SFT265 ou BDY55 est tout indiqué. Deux de ces composants sont associés en oscillateur push-pull en collecteur commun, ce qui permet de fixer directement les boîtiers sur le châssis.

Le montage est désormais classique. Comme dans tous les circuits de ce genre, le démarrage des oscillations est assuré par légère dissymétrie entre Tr_1 et Tr_2 du fait de la polarisation de Tr_1 par la résistance R_3.

Le transformateur est réalisé sur circuit coupé en Imphysil du type FA10U25 en circuit simple et l'ensemble des enroulements constitue une bobine unique.

Nous trouvons :

$n_1 = n_3 = 20$ spires de 22/10 mm

$n_2 = n_4 = 10$ spires de 6/10 mm

$n_5 = 2 \times 390$ spires de 45/100 mm.

(La première moitié de n_5 est bobinée à même le noyau et l'autre entre n_1-n_3 et n_2-n_4 pour obtenir un couplage convenable.)

A noter que le point milieu peut être sorti et utilisé pour y prélever une demi-tension (200 V environ) si on le désire. Le redressement préconise l'emploi de 4 × 2 diodes en pont lorsqu'il s'agit de P.I.V. de 400 V, mais on pourrait simplifier en ramenant leur nombre à 4 d'un P.I.V. de 600 ou mieux 800 V (BY100-SFR156).

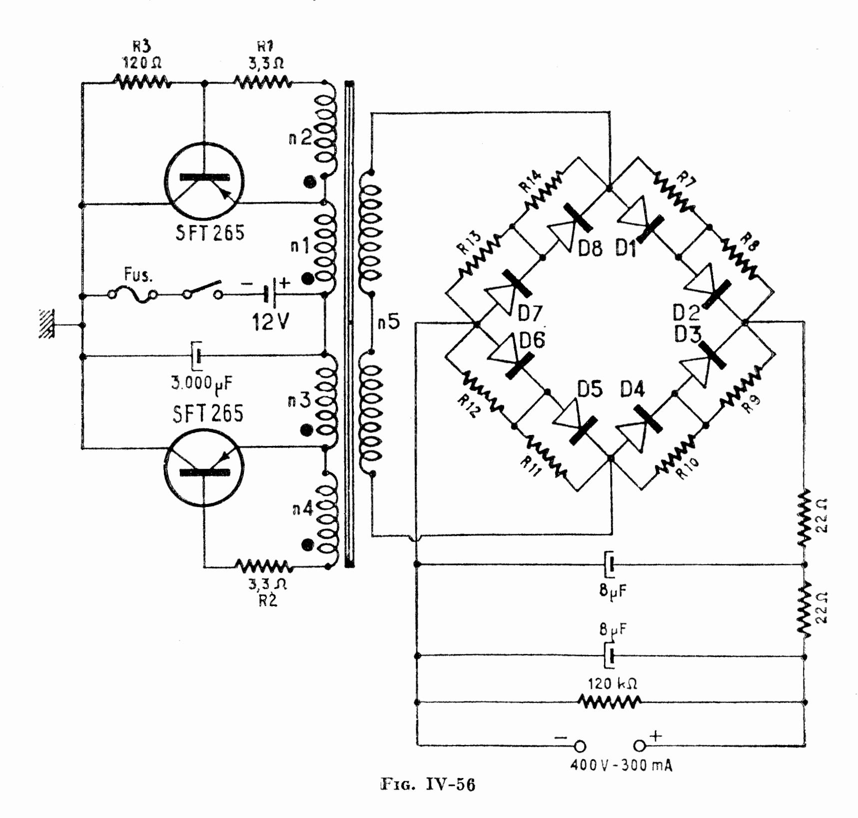


Fig. IV-56

Une alimentation de puissance à double tension (120 W).

Cette description (fig. IV-57 est l'exemple d'un convertisseur à moyenne tension (300 V et à fort courant, permettant accessoirement de prélever également la demi-tension. Le fonctionnement s'explique de la manière habituelle : les bases sont polarisées par les ponts R_1-R_2 et R_3-R_4, ce qui amène le point de fonctionnement hors de la partie non-linéaire de la courbe pour les faibles courants. Les transistors utilisés sont des 2N278 ou équivalents et peuvent être de n'importe quel type à condition de supporter les pointes de 15 A de courant collecteur et d'admettre une tension de 2,5 à 3 fois la tension de la batterie. Ils sont obligatoirement montés sur refroidisseurs d'au moins 200 cm_2 par transistor.

Le transformateur est réalisé sur un noyau en C :

$n_1 = n_3 = $ 18 spires de fil émaillé 22/10 mm.

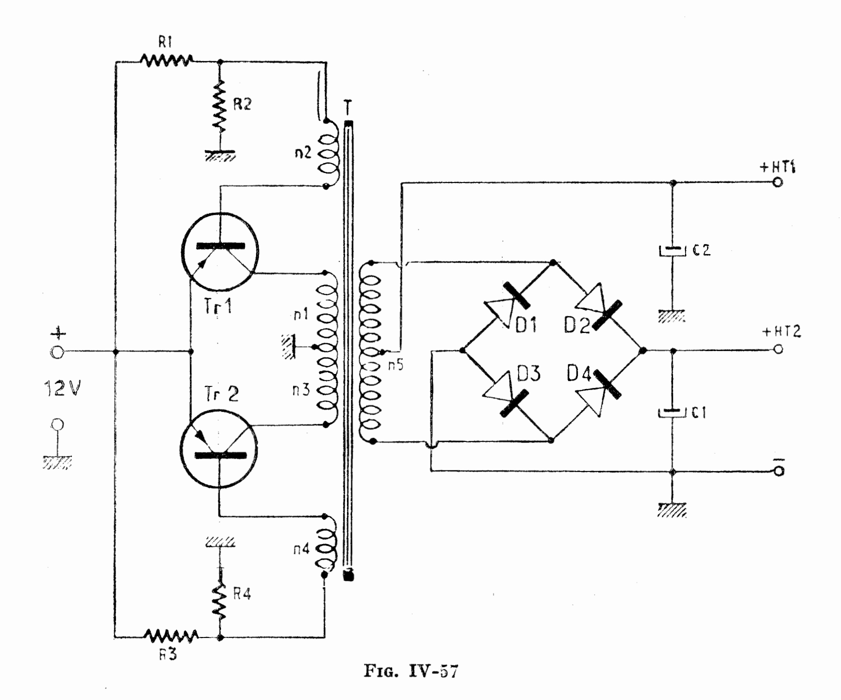


FIG. IV-57

$n_2 = n_4 = 5$ spires de fil émaillé 45/100 mm.
$n_5 = 2 \times 230$ spires de fil émaillé 40/100 mm.
(fig. IV-58).

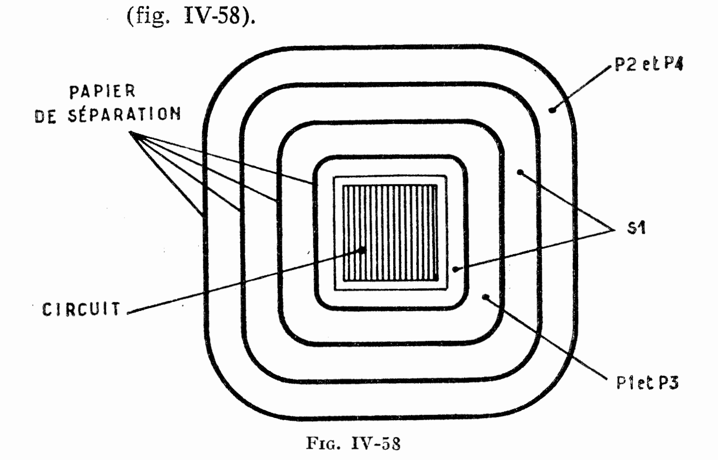


FIG. IV-58

La fréquence a été choisie à 300 Hz.

Le redressement est effectué par un pont de quatre diodes de P.I.V. moyen et la demi-tension apparaît au point médian de l'enroulement secondaire.

Deux condensateurs C_1-C_2 assurent le filtrage qui peut être complété par une cellule en pi.

Alimentation 12 V-600 V - 120 W.

Le schéma en est donné à la fig. IV-59. Les deux transistors sont du type ADZ12. Le redressement s'effectue avec des diodes au silicium 500 mA et présentant une tension inverse de pointe de 400 V.

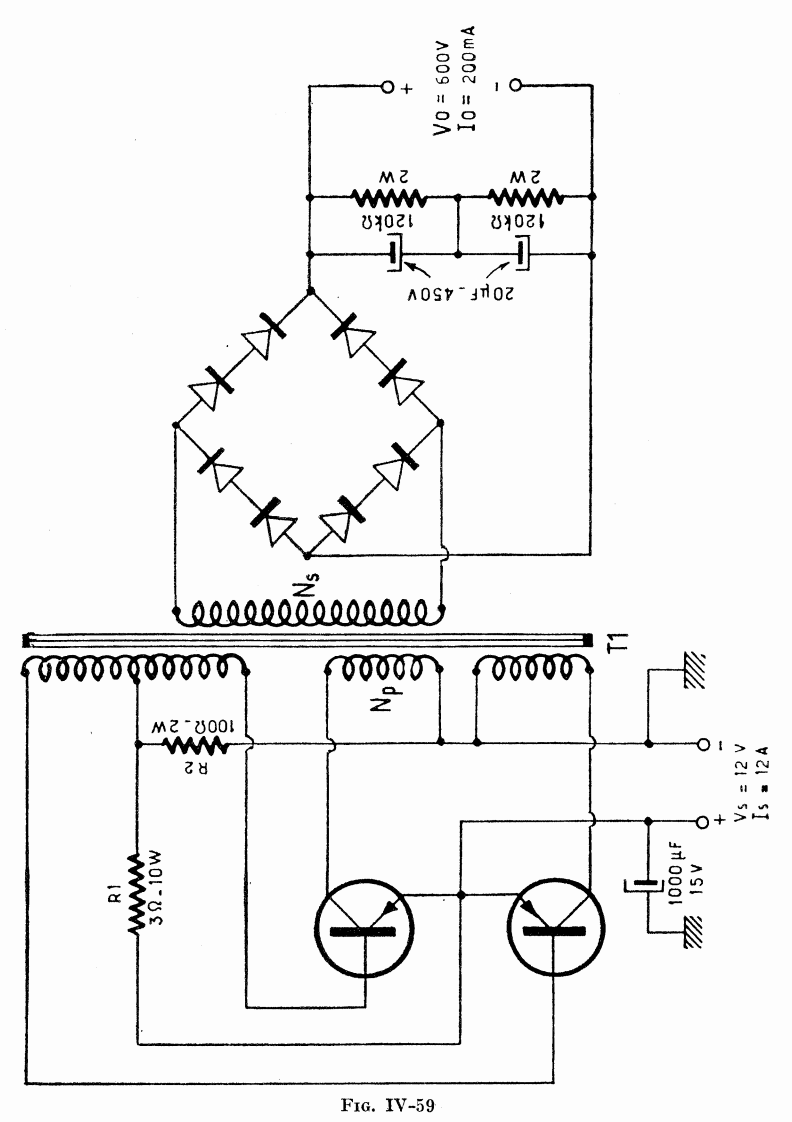


Fig. IV-59

Le noyau du transformateur est en matériau magnétique spécial présentant une courbe d'hystérésis rectangulaire, de diamètre intérieur 30 mm et de 0,9 cm^2 de section. La fréquence de fonctionnement est de 1 000 Hz et le flux de saturation de 14 000 gauss.

Le primaire comporte 36 spires de fil émaillé de 2 mm avec prise centrale, le secondaire 900 spires de fil émaillé de 0,45 mm et l'enroulement de réaction, 150 spires du même fil, avec prise milieu.

Une alimentation à transistors ultra-simplifiée.

On sait que les systèmes de ce genre sont pratiquement tous construits autour d'un transformateur spécial, bobiné sur un matériau spécial, que l'amateur n'a pas toujours sous la main.

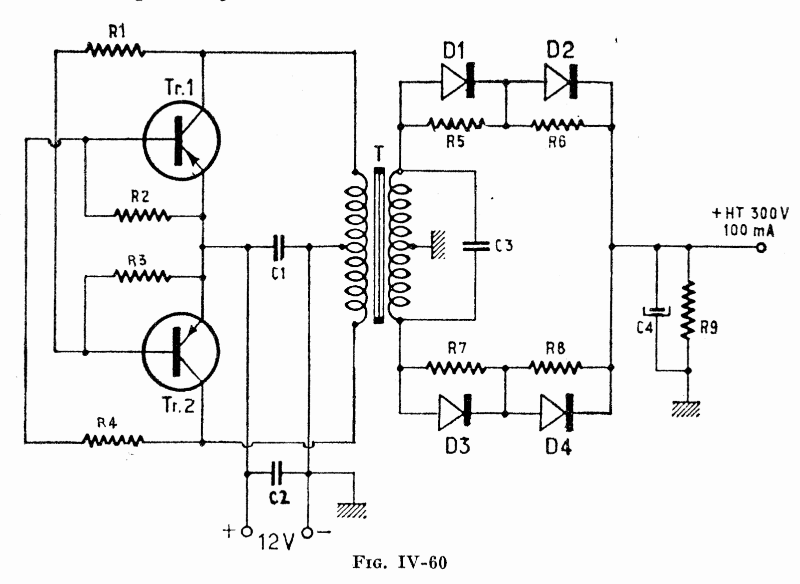


Fig. IV-60

C'est pourquoi nous proposons (fig. IV-60) le montage ci-contre, qui présente beaucoup d'analogies avec les schémas classiques mais s'en distingue par quelques particularités. En effet, on a utilisé, et c'est là la simplification, un transformateur de vibreur 12 V du modèle courant dans les récepteurs-voitures et dans les alimentations des matériels de surplus. Une paire de transistors PNP de puissance y sont associés dans un montage multivibrateur — ici, ce sont des AD149 — et la fréquence de découpage doit se situer entre 50 et 60 hertz, suivant la charge. Cette fréquence basse a pour conséquence un très faible rayonnement parasite et un fonctionnement absolument silencieux. La tension de sortie disponible variera avec le transformateur utilisé. En principe, les modèles les plus courants délivrent environ 2 × 300 V. Le redressement est effectué par quatre diodes au silicium, montés en deux séries de deux en système va-et-vient classique. On notera la présence de C_3 en parallèle sur le secondaire pour atténuer les pointes de tension dues aux ruptures. La tension disponible en charge est de 300 V (100 mA). Nous ne parlerons pas des précautions de montage à respecter, elles sont inexistantes. Tout juste doit-on conseiller de fixer les deux transistors sur une surface métallique bien plane en interposant une rondelle isolante mince enduite de graisse siliconée pour assurer la meilleure continuité thermique possible.

Alimentation « home made » en alternatif à partir d'une batterie.

C'est une idée assez originale qui est née avec les premiers transistors de puissance. Le montage utilise comme pièce principale un transformateur

d'alimentation avec primaire 110/220 V et secondaire 24 volts avec point milieu (origine : surplus). Ces deux enroulements sont d'ailleurs utilisés à l'inverse de leur appellation en ce sens que l'enroulement 24 V (gros fil) devient le primaire dans lequel les deux transistors font apparaître un courant à basse tension découpé qui se traduit par une tension alternative aux bornes du secondaire de 2 fois 110 V (environ 50/60 périodes) suffisant pour

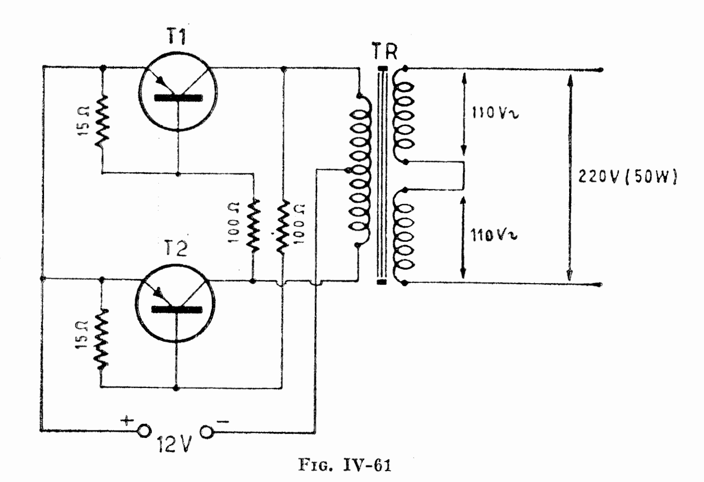


FIG. IV-61

alimenter un tube fluorescent (40 W), un poste miniature, type tous courants, avec lampes de la série U, un rasoir électrique, et même un fer à souder de modèle moyen. Bien que la tension ne soit en aucun cas sinusoïdale, et que sa forme varie même avec la charge qui lui est appliquée, il n'en reste pas moins que l'ensemble fonctionne parfaitement. Naturellement, on peut utiliser cette alimentation pour obtenir une tension continue au moyen de diodes au silicium (fig. IV-61).

CONVERTISSEUR CONTINU-ALTERNATIF DE 100 W (50 Hz)

Dans certains cas, il est indispensable de disposer d'une tension alternative sinusoïdale de fréquence stable à partir d'une source continue fournie par des batteries. Voici le schéma d'un convertisseur pouvant délivrer une puissance 100 W. Celui-ci est donné à la fig. IV-62. Comme on le voit l'alimentation s'effectue à partir d'une batterie de 28 V, mais en alimentant sous 14 V la variation de fréquence n'est que de 1 Hz.

Les mesures sur un magnétophone alimenté avec ce convertisseur ont montré qu'en alimentant l'appareil sur le secteur le pleurage était exactement le même.

L'oscillateur pilote est constitué par le transistor T_1 dont la fréquence est de 50 Hz. Les transistors de sortie T_2 et T_3 alimentent le primaire à prise médiane du transformateur Tr_2, chaque demi-primaire comprenant N_1 spires. Deux enroulements supplémentaires, ayant chacun N_2 spires, assurent une réaction positive transmise aux bases de T_2 et T_3. L'amplitude des tensions de réaction est réglable par les deux potentiomètres R_5 et R_6. Il est nécessaire d'appliquer une réaction assez faible. Ces deux potentiomètres permettent également d'égaliser les tensions d'attaque des deux transistors de sortie. Les deux potentiomètres doivent être du type bobiné. Toutes les autres résistances, sauf R_4 sont d'une puissance de 1 W . R_4 est une résis-

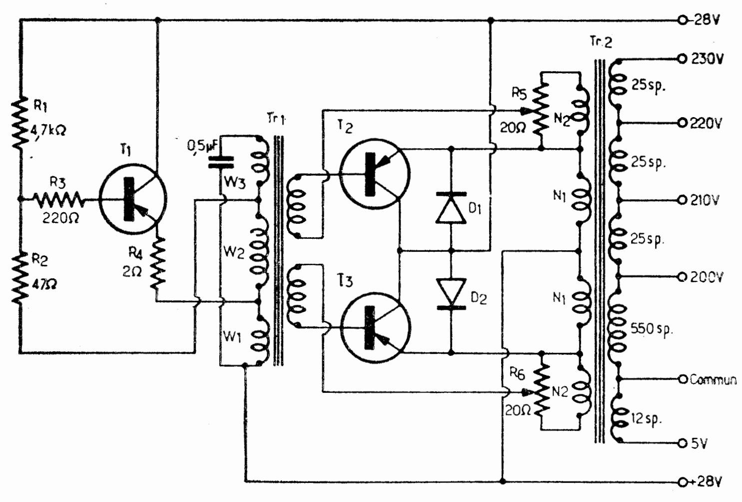


Fig. IV-62

tance bobinée de 5 W. Les diodes D_1 et D_2 ne sont nécessaires que dans le cas où la charge est inductive. Du type silicium, elles sont prévues pour un courant max. de 5 A et une tension inverse de 100 V.

Tr_1 : Noyau double C_2 6,45 cm² de section. Tous les enroulements sont réalisés en fil émaillé W_1 : 160 spires de fil 7/10 ; W_2 : 70 spires de fil 56/100 ; W_3 : 4 330 spires de fil 23/100 ; W_4 : 15 spires de fil 12/10, enroulement bifilaire ; W_5 : 15 spires de fil 12/10 (enroulement bifilaire).

Tr_2 : noyau double C, section 14,51 cm². Enroulement en fil émaillé : N_1 : 56 + 56 spires, fil 20/10, enroulement bifilaire ; N_2 : 8 + 8 spires, fil 16/10 enroulement bifilaire. Enroulements secondaires à réaliser avec du fil 7/10.

T_1, T_2, T_3 : ASZ15 ASZ16.

CONVERTISSEURS CONTINU - CONTINU A TRANSISTORS

Deux convertisseurs vont être décrits, alimentés l'un par une batterie de 12 volts, l'autre par une batterie de 28 volts. Ils peuvent fournir respectivement 40 et 200 W. Ces convertisseurs, dont le rendement est de l'ordre de 80 %, remplacent des groupes tournants moteur-dynamo lorsque, disposant seulement de batteries d'accumulateurs, on a besoin de tensions continues élevées. Ils sont du type symétrique et comprennent deux transformateurs ; l'un, T_1, sert à l'entretien des oscillations ; il alimente le primaire d'un transformateur de sortie, d'un plus gros volume, dont le secondaire est établi pour délivrer la tension nécessaire que l'on redresse pour obtenir la tension continue recherchée.

Sur le même principe, on construit des convertisseurs sans redressement ; ils délivrent évidemment une tension en forme de créneau ; mais beaucoup d'appareils fonctionnant sur réseau alternatif s'adaptent fort bien d'une alimentation en tension non sinusoïdale.

Le fonctionnement en symétrique, avec tension en forme de créneau est celui qui assure le meilleur rendement ; les transistors ne jouent pratiquement qu'un rôle d'interrupteur ; la puissance qu'ils ont à dissiper est réduite, on peut donc les faire travailler sur des radiateurs de dimensions

relativement petites, en égard à la puissance fournie par le convertisseur. Ici, chaque transistor sera monté sur un radiateur en aluminium de 15/10, d'une surface d'au moins 10 cm², noirci et vertical.

1) Convertisseur 12 V 200 V Puissance 40 W.

La figure IV-63 donne le schéma du convertisseur qui est alimenté par une batterie de 12 volts. La puissance maximale possible émetteur-émetteur est :

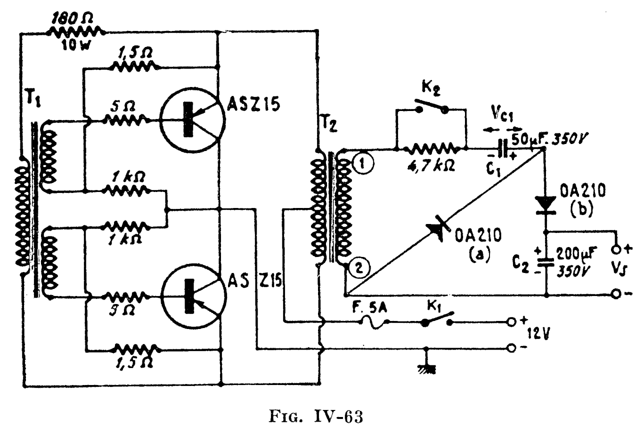


Fig. IV-63

$P_{ee} = (V_B - V_K)\, I_e = 56$ watts.

Ici $V_B = 12$ volts, V_K = tension de déchet = 0,8 V et I_c = SA.

La puissance disponible dans la charge est évidemment plus petite car les pertes dans le transformateur interviennent. On peut obtenir 40 watts.

Calcul du transformateur.

Les pertes dans la tôle sont estimées à 2 watts. Avec une inductance B de 12 000 gauss le champ est de 7 œrsteds ; la longueur de la ligne de force moyenne I est égale à 7,4 cm. Section de fer : 0,4 cm².

Nombre de spires au primaire :

$$N_p = \frac{H \times 1}{1{,}26 \times 1} = \frac{7 \times 7{,}4}{1{,}26 \times 0{,}15}$$

= 270 spires.

I, courant dans le primaire est estimé égal à 150 mA.

Nous pouvons calculer la fréquence des oscillations au moyen de la relation :

$$f = \frac{V_p \times 10^8}{4\, N_p \times S \times B}$$

Les transistors utilisés sont des ASZ15 de la Radiotechnique. Le courant admissible est 6 Ampères pour $V_{BE} = 1{,}6$ volt et $I_B = 400$ mA.

Pour compenser un peu les dispersions entre les transistors, on insert une résistance de 5 Ω en série avec la base.

La tension aux bornes du secondaire sera :

$V_S = I_B . R_B + V_{be}$ max $= (0{,}4 \times 5) + 1{,}6 = 3{,}6$ volts.

Un rapport de transformation de $\frac{3}{1+1}$ fait que la tension au primaire est :

$V_p = n \times V_s = 10{,}8$ V.

Nous possédons maintenant les éléments qui vont nous permettre de calculer f :

$$f = \frac{10{,}8 \times 10^8}{4 \times 270 \times 0{,}4 \times 12\,000} = 210 \text{ Hz}$$

La résistance bobinée de 180 Ω qui est en série avec le primaire a été déterminée expérimentalement.

Les secondaires du transformateur sont enroulés selon le mode bifilaire, chacun comporte 90 spires de fil 4/10 ; le primaire est fait de 270 spires de fil 25/100. Le circuit magnétique doit avoir des fenêtres d'au moins 20 × 8 mm. On trouve des tôles convenables pour cet usage dans les formats utilisés dans la fabrication des petits transformateurs pour haut-parleurs.

Calcul du transformateur de puissance T_2.

Le rapport de transformation est $\frac{1+1}{10}$. Le primaire est enroulé selon le mode bifilaire. Il comporte 75 spires de fil 10/10 pour chaque moitié et le secondaire 750 spires de fil 3/10. Les fenêtres du circuit magnétique doivent offrir un logement possible de 12 × 40 mm. La grande dimension extérieure est de l'ordre de 75 mm. Section de fer : environ 7 cm^2.

Circuit de redressement.

Dans le but de réduire le nombre de spires du secondaire on emploie un circuit doubleur de tension. Rappelons-en le mécanisme du fonctionnement. Considérons d'abord une demi-période de courant alternatif pendant laquelle le pôle 2 du secondaire est positif par rapport au pôle 1 ; dans ce cas, le condensateur C_1 est chargé par le redresseur (a) jusqu'à la tension V_{c1}. Pendant la demi-période suivante, le pôle 1 est positif par rapport au pôle 2. Cette tension parvient par l'intermédiaire du condensateur C_1 à l'anode du redresseur (b). A l'anode de ce redresseur se trouve appliquée en même temps la tension continue qui, pendant la demi-période précédente, s'est constituée aux bornes de C_1, de sorte que les deux tensions s'ajoutent. De ce fait, la tension continue aux bornes du condensateur C_2 est approximativement doublée et cette tension peut être utilisée. Dans ce montage doubleur de tension, l'ondulation a la même fréquence que dans le cas du redressement monophasé, c'est-à-dire une fréquence égale à celle de la source de tension alternative. Le condensateur C_1 doit être du type spécial pour doubleur Schoenkel, car il est parcouru par un fort courant alternatif.

On utilise des diodes classiques OA210 prévues pour la télévision qui admettent une tension inverse de 400 volts et qui peuvent fournir un courant de 500 mA.

L'interrupteur K_2 peut court-circuiter la résistance de 4,7 kΩ 1 watt ; on peut combiner cet interrupteur avec K_1, en faisant une mise en marche en deux temps, c'est-à-dire avec un interrupteur rotatif à trois positions : 1) repos, 2) mise sous tension avec K_2 fermé. Cette combinaison permet d'éliminer un instant la charge amenée par le système de redressement et de filtrage sur l'oscillateur ; on facilite ainsi l'entrée en oscillation qui est parfois difficile surtout quand la température est basse.

La fréquence de l'oscillation est de l'ordre de 250 Hz à la pleine charge de 40 watts, elle a tendance à diminuer quand la charge est plus petite. La tension de ronflement résiduelle a une valeur de 3 volts crête à crête.

2) Convertisseur 28 V/220 V Puissance 200 W.

Ce convertisseur est capable d'alimenter en haute tension un récepteur de télévision. La tension de 28 volts correspond à la tension d'une batterie 24 volts chargée à fond. Pour obtenir la puissance indiquée, il faut des transistors bien apairés, si non la possibilité peut tomber jusqu'à 150 W.

On utilise des transistors ASZ15 connectés en push-pull parallèle. La puissance maximale émetteur-émetteur dont on peut théoriquement disposer est :

$P_{ce} = (V_B - V_K)\ 2\ I_c = 326$ W, avec $V_B = 28$ volts, $V_K = 0{,}8$ volt, $I_c = 6$ A.

Avec $P_{ce} = 240$ W, le courant collecteur de chaque transistor sera égal à 4,5 A.

La puissance dissipée par chaque transistor est admissible, à condition qu'il soit bien refroidi et que la forme de la tension soit bien rectangulaire.

$$P_d = \frac{2\ V_B\ I_{co}\ T_1 + V_K\ I_{cmax}\ T_2}{T_1 + T_2} \approx 1{,}6 \text{ watt}$$

Avec $V_B = 28$ volts, $I_{co} = 1$ mA, $V_K = 0{,}8$ volt, $I_{cmax} = 4{,}5$ A.

Le transformateur T_1 est fait sur un circuit magnétique tel que celui qui est proposé pour le premier convertisseur. Il comprend, au primaire 255 spires fil 3/10 ; les secondaires sont enroulés en bifilaire et comportent chacun 85 spires de fil 5/10. Le rapport est $\frac{3}{1 + 1}$.

La figure IV-64 représente le schéma du montage.

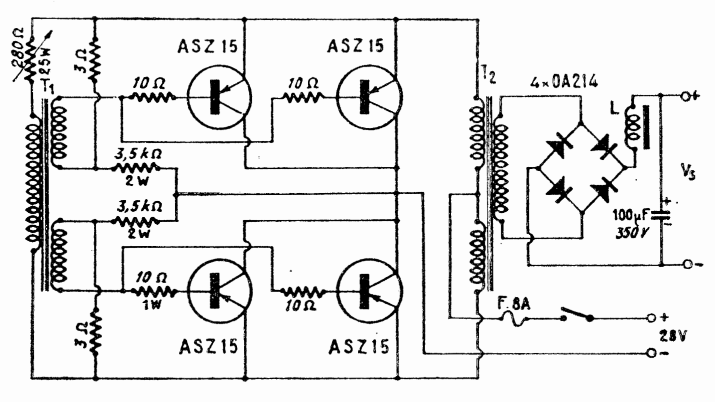


Fig. IV-64

Le transformateur est déterminé sur les bases suivantes :

B = 12 000 gauss, H = 7 œrsteds, l = 7,4 cm. Section de fer de l'ordre de 0,5 cm². Le courant magnétisant dans le primaire est de l'ordre de 160 mA.

Le transformateur de puissance T_2.

Le transformateur de sortie est fait sur un gros circuit, logement pour le fil 20 × 60, dimensions extérieures : 120 × 100, largeur de la jambe centrale : 40 mm. Section de fer 16 cm².

Le rapport est $\frac{1 + 1}{8}$.

Primaire : 36 + 36 spires fil 2 mm, enroulement bifilaire, papier interposé pour éviter que le fil de fort diamètre soit éraillé au cours du bobinage.

Secondaire : 288 spires fil 8/10.

On demande 4,5 A au collecteur, alors, $V_{BE} = 1{,}4$ V et $I_{Bcmax} = 270$ mA (ceci d'après les caractéristiques du transistor). La résistance d'égalisation dans les bases est une résistance de 10 Ω 1 W.

$$V_s = I_B R_B + V_{BEmax} + 2 I_B (R_p + R_s) = 6 \text{ volts.}$$

$R_B = 10$ Ω, R_p : résistance de polarisation de la base égale à 3 Ω bobinée ; R_s = résistance de chaque secondaire prise égale à 0,5 Ω.

$V_p = nV_s = 18$ volts.

$$f = \frac{18 \times 10^8}{4 \times 255 \times 0{,}5 \times 12\,000} = 350 \text{ Hz}$$

Puissance à fournir par le transformateur d'entrée :

$$P \approx V_p I_p = 18 \times 0{,}16 = 3 \text{ W.}$$

Circuit redresseur.

On utilise une bobine de filtre en tête qui réduit l'effet de charge sur l'oscillateur au moment de la mise sous tension. Cette bobine est faite sur un circuit aux dimensions extérieures d'environ 70 × 60 ; fenêtre 12 × 34 ; secteur 2,2 × 2,2 cm. Elle comporte 370 spires de fil 8/10.

La fréquence de l'oscillation varie entre 330 Hz et 450 Hz pour la pleine charge. La tension résiduelle de ronflement est de 0,5 V crête à crête. La forme de la tension aux bornes du secondaire du transformateur de sortie est très voisine du rectangle.

CONVERTISSEUR CONTINU-CONTINU (12 V/28 V) 20 W A GRAND RENDEMENT

Caractéristiques du convertisseur statique :

— Tension alimentation 12 V,
— Consommation à vide 200 mA,
— Puissance sortie disponible 20 watts,
— Rendement 70 à 78 %, de 6 à 20 watts,
— Tension de sortie continue 28 V ± 2 V.

Principe de fonctionnement : (fig. IV-65).

Les transistors T_1 et T_2 sont montés en multivibrateur et donnent, suivant la valeur de C_1 la fréquence de fonctionnement du convertisseur.

Le transistor T_3 monté en émetteur commun travaille en « saturé/bloqué » et alimente Tr_1 par l'intermédiaire d'une diode de protection (contre les tensions inverses dues à la self du transformateur) et d'une résistance de 150 Ω qui limite le courant sur les bases de T_4 et T_5.

Les transistors T_4 et T_5 qui attaquent Tr_2 travaillent également en « saturé/bloqué » et n'ont pas besoin de refroidisseur. Quand T_4 est saturé, son courant de base se referme par la diode D_2 qui donne, par rapport au zéro, une tension de — 0,6 V sur la base de T_5. Cette diode permet à ce dernier de se bloquer rapidement et limite, sur la jonction BE, la tension inverse à — 0,6 V (coude de la diode). De même quand T_5 est saturé, son courant de base se referme par D_3 qui donne — 0,6 V sur la base de T_4 et protège également la jonction BE de ce dernier.

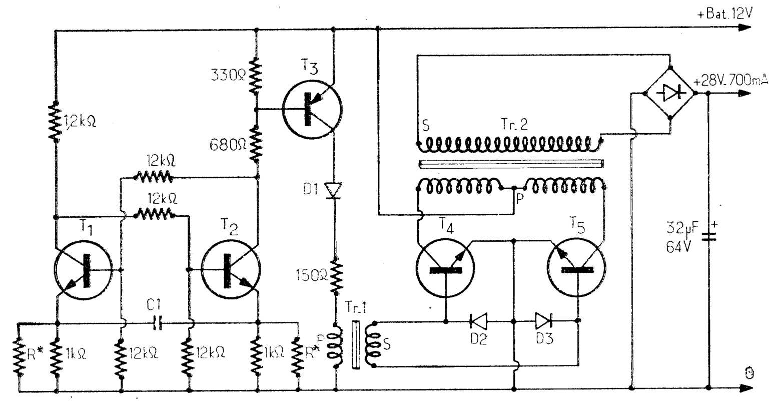


Fig. IV-65

Au secondaire de Tr_2 nous trouvons un pont de diodes pour le redressement de la tension de sortie et un condensateur électrolytique de 32 μF pour le filtrage de celle-ci.

Réglage et mise au point.

Les réglages, relativement simples, peuvent être faits uniquement avec un contrôleur universel.

Les résistances R* servent à régler la symétrie du multivibrateur. Ce réglage se fait soit à l'aide d'un oscilloscope branché entre le « O » et le collecteur de T_3 soit en cherchant le rendement maximum du convertisseur.

Le condensateur C_1 peut également être réglé pour obtenir un rendement optimum ; en général 0,47 μF convient bien. La fréquence est alors d'environ 1 kHz.

Si les transistors T_4 et T_5 ont un faible gain, on peut diminuer la résistance de 150 Ω pour leur fournir un courant base plus élevé.

Avantage du convertisseur.

— Rendement élevé,

— Consommation à vide réduite (200 mA),

— Bonne stabilité de la tension de sortie,

— Tension utilisation au choix.

Exemple :

- pour 95 spires TS = 28 V ± 2 V 700 mA, soit 3,4 sp./Volt,
- pour 950 spires TS = 280 V 70 mA.

— Fréquence de fonctionnement stable et indépendante de la charge,

— Le convertisseur supporte le court-circuit pendant une minute environ (ne pas le laisser plus longtemps à cause de l'échauffement de T_4 et T_5).

Caractéristiques des composants de la fig. IV-65.

T_1 T_2 : 2N2222 ou 2N3704 ou SX3704.

T_3 : 2N3904 ou 2N3702 ou SX3702

T_4 T_5 : 2N3055 (sans radiateur)

D_1 D_2 D_3 : 1N4006

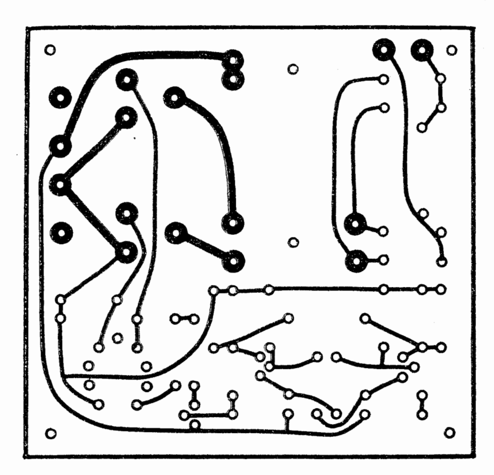
R* réglage symétrie du multivibrateur

C_1 : réglage fréquence du convertisseur (0,47 μF $\simeq$ 1 kHz)

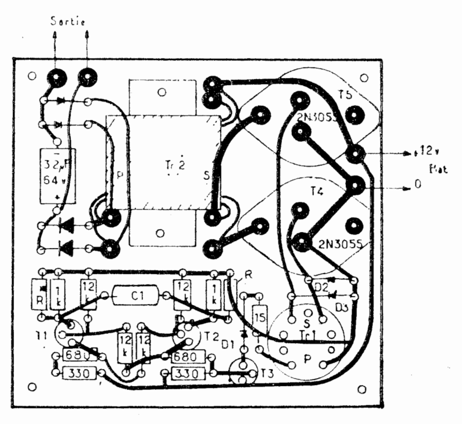
Tr_1 : pot philips sans entrefer P26/15 Type 3B7 ou 3H1 Primaire 600 sp. Secondaire 250 sp.

Tr_2 : Transfo en U section 2,1 cm^2 19.000 gauss P.2 $\times$ 35 sp.

Section 0,8 mm^2 Secondaire 92 spires pour 28 V. Section 0,6 mm^2.



Circuit vu côté cuivre ; Echelle 1/2



Disposition des éléments

FIG. IV-66

La figure IV-66 reproduit côte à côte le circuit imprimé utilisé pour la fixation des éléments et le plan de leur implantation.

Extrait de Radio-Ref.
Réalisation F1ADQ

UNE ALIMENTATION MOBILE 12 V/300 V - 120 mA

Voici une alimentation pour le mobile, facile à construire et d'un prix de revient raisonnable, parce que utilisant du matériel « grand public » courant.

Caractéristiques : Tension alimentation : 12/14 V.

Tension sortie : 300/330 V 120/130 mA.

Cette alimentation fonctionne en fixe et en mobile. Elle alimente un émetteur d'une puissance de 8 à 10 W. HF.

Les transformateurs T_1 et T_2 sont à modifier car ils sont vendus sans prise médiane sur l'enroulement 6,3 V. Pour cela il suffit de débobiner 3,30 m de fil au secondaire et d'exécuter la prise avec du fil émaillé de même diamètre (bien décaper avant de faire la soudure).

Rebobiner les 3,30 m de fil en serrant assez fort pour pouvoir remettre facilement les tôles.

Si le montage n'oscille pas dès la première mise sous tension, et si tous les éléments sont bons, il suffit seulement d'intervertir les deux fils des collecteurs de TR_1-TR_2 sur le transformateur T_2.

TR_1 et TR_2 sont munis de radiateurs assez sommaires (plaque d'aluminium de 5 mm d'épaisseur et de 10 cm de long sur 7 cm de large ; cela suffit.

Les collecteurs de TR_1 et TR_2 étant reliés au boîtier, il est nécessaire d'isoler les radiateurs de la masse ou de mettre une feuille de mica très mince entre transistors et radiateurs.

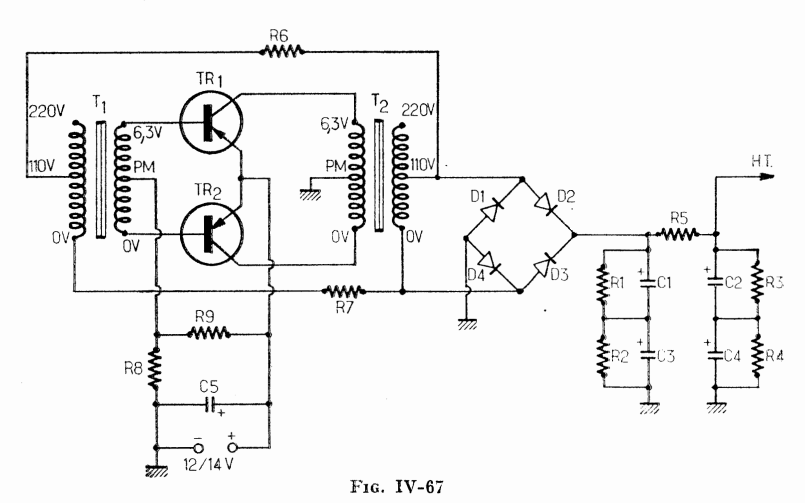


Fig. IV-67

$D_1 = D_2 = D_3 = D_4$ = BY100 ou BY127.
$R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ = 470 kΩ 0,5 W.
R_5 = 22 à 33 Ω bobinée.
$R_6 = R_7 = R_8$ = 1 200 Ω/2 W.
R_9 = 39 Ω/2 W.
$C_1 = C_2 = C_3 = C_4$ = 8 μF/550 V.
C_5 = 2 200 μF/35 V.
$TR_1 = TR_2$ = 2N174 = 2N173 = 2N441, etc.
T_1, T_2 = transformateur « Rapsodie » type C5, 110/220 V - 6,3 V.
HT : 300/330 V - 120/130 mA.

Extrait de Radio-Ref
Réalisation F1AIV.

REGULATION D'UNE TENSION ALTERNATIVE AU MOYEN DE DIODES ZENER.

De nombreux appareils nécessitent plusieurs tensions d'alimentation, ce qui impose, soit autant de blocs séparés, soit un ou plusieurs transformateurs à enroulements multiples. Si de surcroît, on exige de ces tensions une stabilité, la solution pratique du problème risque d'être onéreuse. Mais le fait d'utiliser un transformateur à secondaires multiples est avantageux,

car en stabilisant la tension primaire par diodes zener, on stabilise, du même coup, toutes les tensions secondaires.

Le montage que nous proposons ci-dessus et à partir duquel on pourra extrapoler est extrêmement intéressant (fig. IV-68).

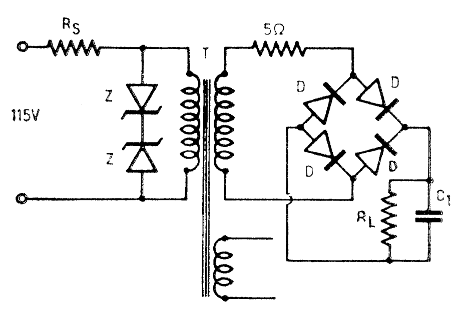


Fig. IV-68

Les éléments du circuit proposé sont :
— la tension en charge,
— le courant en charge,
— le taux de variation admissible,
— les variations de la source d'entrée,
— la température ambiante de fonctionnement maximale.

Pour calculer la résistance limitative R_S, les caractéristiques du transformateur T et la résistance de charge R_L, on procède de la manière suivante :

1. Détermination du rapport de transformation N du transformateur T :

$$N \approx \frac{\text{Tension de sortie}}{\text{Tension de Zener nominale}}$$

2. Détermination du courant primaire minimum :

$$I_{p\ mini} = \frac{(\text{Tension de Zener} + \text{Tolérance}) \times \text{Facteur de forme} \times N^2}{\text{Rendement de transformateur} \times R_L}$$

3. Calcul du courant de Zener minimum :

$$I_{Z\ mini} = \frac{I_{p\ mini}}{10}$$

4. Calcul du courant dans R_S pour la tension alternative minimale :

$$IR_S = I_{p\ mini} + I_{Z\ mini}$$

5. Calcul du courant de pointe à travers R_S pour $V_{S\ mini}$:

$$IR_{S\ max} = \frac{IR_S}{\varrho_{mini}}$$

ϱ est le rapport du courant Zener normal au courant Zener de crête lorsque les diodes sont montées en opposition comme à la figure IV-68 sur une source alternative.

ϱ_{mini} est la valeur à $V_{S\ mini}$.

— Détermination de R_s :

$$R_s = \frac{V_{s\ mini} \times \sqrt{2} — \text{Tenzion Zener nominale } (1 + \text{Tolérance})}{R_{SR\ max}}$$

— Détermination du courant Zener maximum :

$$I_{Z\ max} = \frac{V_{S\ max} \times \sqrt{2} — V_Z\ (1 — \text{Tolérance})}{R_S \times \varrho_{max}}$$

ϱ_{max} est la valeur de ϱ pour $V_{S\ max}$.

Exemple pratique.

Pour illustrer toutes ces équations qui peuvent paraître très savantes, nous avons pensé qu'un exemple pratique s'imposait. Nous nous sommes donc fixé pour cela les valeurs suivantes, les diodes zener utilisées étant des diodes Motorola 50M56Z5 apairées, de 56 V 5 %.

Tension de sortie : 110 volts.

Courant de sortie : 200 mA.

Taux de variation maximum de la tension de sortie : 1 %.

Variations de la tension d'entrée : 80 à 130 volts - (V_s).

Température ambiante : 25 °C.

Efficacité du transformateur : 0,9.

Facteur de forme : 0,95.

— Résistance de charge :

$$\frac{110}{0{,}2} = 550\ \Omega$$

— Rapport de transformation :

$$N = \frac{110}{56} = 1{,}97$$

— Courant à travers R_s :

$$I_{RS} = 439 + 44 = 483\ \text{mA}$$

— Courant maximum à travers R_s :

$$I_{rs\ max} = \frac{483}{0{,}55} = 880\ \text{mA}$$

en prenant la valeur minimale de ϱ à 80 V.

— Valeur de R_s :

$$R_s = \frac{80 \times \sqrt{2} — 56\,(1 + 0{,}5)}{0{,}88} = 61\ \Omega$$

— Courant Zener maximum :

$$I_{z\ max} = \frac{80 \times \sqrt{2} — 56\,(1 — 0{,}5)}{60} \times 0{,}61 = 1{,}3\ \text{A}$$

— Détermination de la puissance à dissiper par chaque diode zener :

$$P_Z = \frac{V_Z\,(1 — \text{Tolérance})\ I_{Z\ max}}{2}$$

— Détermination de la puissance à dissiper par R_s :

$$P_{RS} = R_S\ (I_{Z\ max} + I_{p\ mini})^2$$

— Courant primaire :

$$I_{p\,mini} = \frac{(56 + 56 \times 0,05)\,(0,95)\,(1,97)^2}{550 \times 0,9} = 439 \quad mA$$

— Courant Zener minimum :

$$I_{Z\,mini} = \frac{439}{10} \approx 44\ mA$$

en prenant la valeur maximale de ϱ à 130 V.

— Puissance à dissiper par les diodes :

$$P_Z = \frac{56\,(1 - 0,5) \times 1,3}{2} = 35\ watts$$

il est bon en conséquence d'utiliser des diodes zener de 50 watts.

— Puissance à dissiper par R_S :

$$P_{RS} = 61\ (1,3 + 0,44)^2 = 183\ watts$$

Pour déterminer C_1, nous conseillons pour un taux de variation de la tension de sortie de 1 à 2 % de compter 1 μF de capacité par milliampère de courant de charge, c'est-à-dire que dans le cas présent (un courant de 200 mA), il faut utiliser un condensateur de 200 μF.

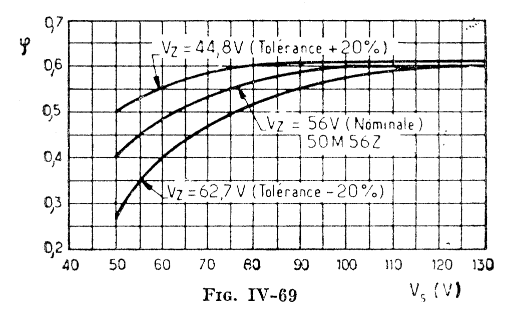


FIG. IV-69

La figure IV-69 montre les variations de ϱ lorsqu'on utilise une diode zener de 56 V, 20 %, courbe dont nous nous sommes servis pour les calculs effectués, alors que la figure IV-70 indique les variations de la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée.

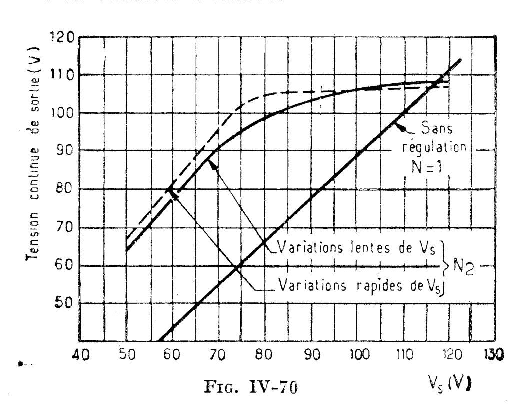


FIG. IV-70

Pour une tension secteur 220 V ± 20 %, on conduirait les calculs de la même manière. Les diodes seraient évidemment à choisir en fonction de cette tension.

UNE SOLUTION SIMPLE ET ECONOMIQUE AU PROBLEME DE L'ALIMENTATION DES EMETTEURS A TUBES

Voici comment résoudre très simplement et à peu de frais le problème de l'alimentation de n'importe quel émetteur de puissance raisonnable ou transceiver (AM-FM ou SSB). Le rendement est excellent, l'échauffement nul du fait de l'emploi de diodes au silicium. Nous avons utilisé un transformateur de récupération prélevé sur un téléviseur, c'est-à-dire riche en fer et en cuivre. A défaut, on pourra en faire bobiner un ou le réaliser soi-même. Certains amateurs — il faut les en féliciter — excellent dans ce travail qui ne demande qu'un peu de temps et de soin.

On conservera éventuellement un enroulement filaments (6,3 V) et le secondaire fournira 220 V avec une prise intermédiaire à 190 V. Le montage sera conforme à celui de la figure IV-71 et nous y relevons deux systèmes redresseurs l'un à simple alternance (l'ensemble de l'enroulement, associé aux diodes D_1-D_2 en série), l'autre à double alternance à partir de la prise intermédiaire reliée aux diodes D_3-D_4.

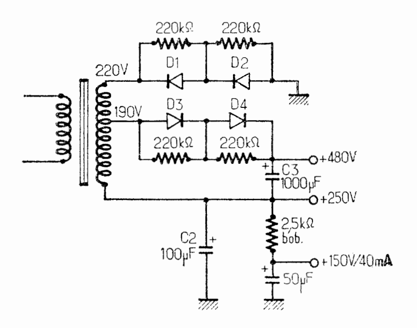


Fig. IV-71

Dans la première disposition, D_1 et D_2, sont des BY114 en série avec résistances d'équilibrage de manière à remédier à toute disparité. Une seule BY100 ou 18J12 (PIV : 800 V) pourrait remplacer D_1-D_2, ce qui amènerait la disparition des deux résistances. L'enroulement 220 V tout entier se referme sur les diodes et le condensateur C_2. Lorsque se présente une alternance négative à la partie supérieure de l'enroulement, le sens de conduction est tel que C_2 se charge positivement, sans pouvoir se décharger pendant la seconde partie du cycle. De ce fait, C_2 emmagasine les alternances positives et se charge à environ 250 V. Comme sa capacité est importante, la régulation est satisfaisante.

La prise intermédiaire (190 V) étant de même phase que la prise supérieure, les diodes D_3-D_4 (BY114), remplaçables par une seule BY100 ou 18J2, sont connectées de telle façon que les seules alternances positives qui les traversent viennent charger le condensateur C_3 à environ 230 V. Comme C_2 (250 V) et C_3 (230 V) sont disposés en série, la tension disponible entre C_3 et masse est 480 V. Enfin, une résistance série à partir du point 250 V, associée à C_1 (50 μF) constitue avec C_2 un filtre en pi, qui délivre 150 V (sous 50 mA) bien filtrés, mais non régulés, pour des petits étages ou l'alimentation des grilles écrans. Ce montage très simple et peu volumineux

nous a permis d'alimenter un émetteur VHF complet comportant un exciteur et un étage final équipé d'une QQE 03/20 et conviendrait tout aussi bien à un transceiver de puissance moyenne.

UTILISATION DE TRANSFORMATEURS D'ALIMENTATION DISSEMBLABLES

Le schéma de la figure IV-72 permet de combiner des transformateurs d'alimentation de voltages différents. Le transformateur placé dans le côté positif doit être suffisamment isolé pour supporter les voltages mentionnés. Les primaires doivent être convenablement polarisés ; si le voltage de sortie est faible ou nul, inverser les entrées du primaire de l'un des transformateurs.

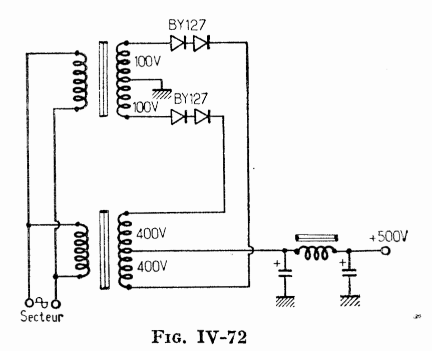


FIG. IV-72



CHAPITRE V

MODULATION

Les émetteurs que nous avons décrits peuvent fournir à l'antenne une certaine énergie de fréquence et d'amplitude constantes, mais dont la réception se traduit par un signal continu et ininterrompu qu'on appelle l'onde porteuse. La modulation consiste à superposer à la porteuse les sons (bruits, voix, musique), que l'on entend transmettre à distance. C'est le problème que nous allons envisager sous ses divers aspects.

Pour atteindre ce but, trois moyens essentiels peuvent être employés :

1° On peut faire varier la *fréquence* en fonction de la modulation ; c'est le principe de la *modulation de fréquence.*

Ce procédé est encore peu répandu. Nous l'étudierons à la fin de ce chapitre.

2° On peut faire varier l'amplitude de la porteuse au rythme de la modulation ; c'est le principe de la *modulation en amplitude.*

3° On peut limiter la transmission à celle d'une bande latérale ; c'est le principe de l'émission en bande latérale unique (BLU ou SSB) qui connaît un succès grandissant du fait de son rendement et de son efficacité. Nous en avons étudié le principe dans le chapitre Emetteurs.

Dans l'un et l'autre cas, l'organe essentiel qui traduit les impressions sonores qu'il reçoit en variations de tension, est le microphone. La puissance de réception d'un signal modulé dépend non seulement de la puissance porteuse, mais encore, et surtout, de la profondeur de la modulation, c'est-à-dire de l'importance des variations d'amplitude en cours de modulation.

Une onde porteuse est dite modulée complètement ou à 100 % lorsque l'amplitude varie entre zéro et deux fois sa valeur non modulée. Il y a donc, entre une porteuse non modulée et la même, modulée à 100 %, une infinité de pourcentages de modulation ; il y a des ruptures et des éclatements de porteuse, qui se traduisent par des éclats assez éloignés de la fréquence et par une distorsion importante. On dit que l'émission est surmodulée. Ce défaut doit être évité.

Les systèmes de modulation en amplitude les plus connus sont :

1° la *modulation plaque,* dans laquelle le signal basse fréquence, convenablement amplifié, est appliqué au circuit plaque de l'étage amplificateur HF final ;

2° la *modulation grille,* dans laquelle le signal basse fréquence est appliqué à la grille de commande de l'amplificateur final. Par extension, on peut l'appliquer, dans le cas d'une pentode, à l'écran ou à la grille suppressor ;

3° la *modulation cathode* qui, du fait que le signal BF est appliqué à la cathode du tube HF final, est une modulation multiple, agissant sur toutes les électrodes simultanément.

Modulation plaque.

On voit (fig. V-1) que l'énergie basse fréquence fournie par l'amplificateur se développe aux bornes du primaire du transformateur BF : T, dont le secondaire est parcouru par la tension continue de plaque. De ce fait, la tension BF se superpose à la tension continue de plaque. Pour une modulation complète (100 %), la tension BF de crête aux bornes du secondaire doit être égale à la tension continue de plaque. L'amplitude de la porteuse est alors doublée dans les pointes de modulation. La puissance

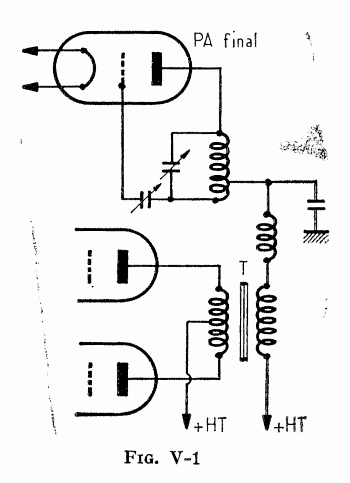


FIG. V-1

fournie par l'amplificateur BF, pour obtenir ce résultat, est égale à la moitié de la puissance alimentation plaque. Un émetteur dont la lampe finale est alimentée sous 20 W (400 V — 50 mA, par exemple) demande, pour une modulation optimum, un amplificateur capable de donner 20/2 = 10 W BF, avec une distorsion aussi réduite que possible. Le problème consiste alors à jeter les bases d'un amplificateur pouvant fournir 10 W. Nous verrons plus loin la réalisation de quelques projets d'amplificateurs de puissances diverses.

L'une des parties essentielles du modulateur est le transformateur de sortie, qui assure le transfert de l'énergie BF au circuit plaque. Il doit être prévu spécialement pour pourvoir fournir cette énergie sans perte et sans distorsion, s'adapter d'un côté à la ou aux lampes amplificatrices BF et, de l'autre, à la lampe HF, dont le calcul de la charge est facile.

Prenons un exemple concret, celui qui est cité plus haut :

Nous avons réalisé un émetteur à deux, voire trois étages, qui comporte une 807 (ou 6L6) au final, alimentée sous 400 V et 50 mA plaque. La puissance alimentation est 400 × 0,050 = 20 W.

La puissance BF nécessaire est 20/2 = 10 W.

La charge présentée par la 807 dans sa plaque est Z = 400/0,050 = 8 000 Ω.

Comment obtenir 10 W BF (et même un peu plus, pour être « confortable ») ?

1° Une seule 6L6 en classe A donne 11 W (polarisation fixe, 350 V plaque, 250 V écran, impédance plaque 4 200 Ω).

2° *a*) Deux 6V6 en classe AB donnent 10 W (250 V plaque, 250 V écran, impédance plaque à plaque = 10 000 Ω).

b) Deux 6L6 en classe AB donnent 14 W (285 V plaque, 285 V écran, impédance plaque à plaque = 8 000 Ω).

Dans ce dernier cas, un transformateur BF de rapport 1/1, P et S = 8 000 Ω, prévu pour 10/15 W basse fréquence, et isolé en conséquence, sera parfait.

Une bonne solution, qui réserve l'avenir, consiste à prévoir un transformateur présentant plusieurs impédances (primaire et secondaire), de façon à pouvoir adapter n'importe quels tubes BF à des charges HF diverses.

Le rendement d'un étage HF classe C, modulé plaque, est d'environ 70 %.

Modulation grille.

Au lieu d'appliquer la tension BF à la plaque de l'étage final, on peut insérer le secondaire du transformateur de modulation T dans le circuit grille du même étage. Le schéma est celui de la figure V-2. Lorsque l'excitation, la polarisation grille et le couplage antenne sont ajustés correctement, la puissance HF de sortie varie avec les tensions BF fournies par le

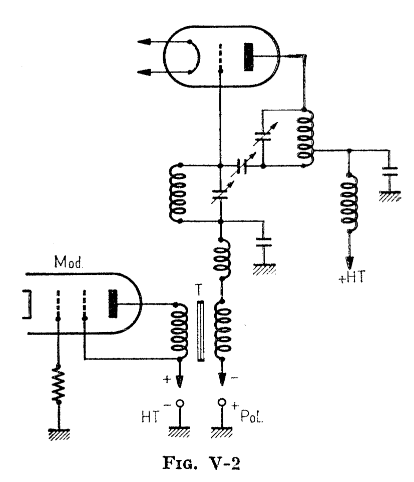


Fig. V-2

modulateur, et appliquées à la grille de l'étage amplificateur HF final. La puissance BF tirée du modulateur est minime, quelques watts suffisant à moduler à fond un tube de grande puissance. Le transformateur de liaison T aura un rapport 1/1 ; à défaut d'un transformateur spécial, on pourra prendre deux petits transfos de haut-parleur, couplés entre eux par les enroulements destinés aux bobines mobiles. C'est une solution économique,

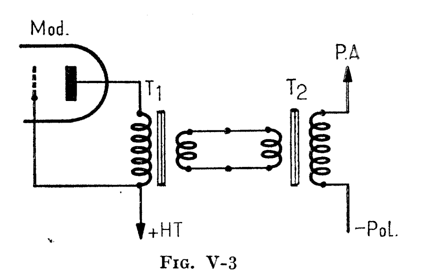


Fig. V-3

qui donne des résultats très satisfaisants (fig. V-3). On conçoit qu'au repos, en régime modulation grille, la lampe du PA est freinée. Le modulateur tient lieu, en quelque sorte de robinet qui, faisant varier la polarisation de grille, ne donne à la porteuse son amplitude maximum qu'en pointe de modulation. De ce fait, le rendement d'un amplificateur HF modulé par la grille est de 30 % au repos, et de 60 % en pointe de modulation (valeurs approximatives). On voit ainsi que le rendement de la modulation plaque est bien supérieur.

On peut appliquer la tension BF, dans le cas d'une pentode ou d'une « beam » tétrode à la grille écran (fig. V-4). Dans les pentodes, on peut également insérer le secondaire du transformateur de modulation dans le retour de la grille suppressor, qui doit être portée à une tension négative

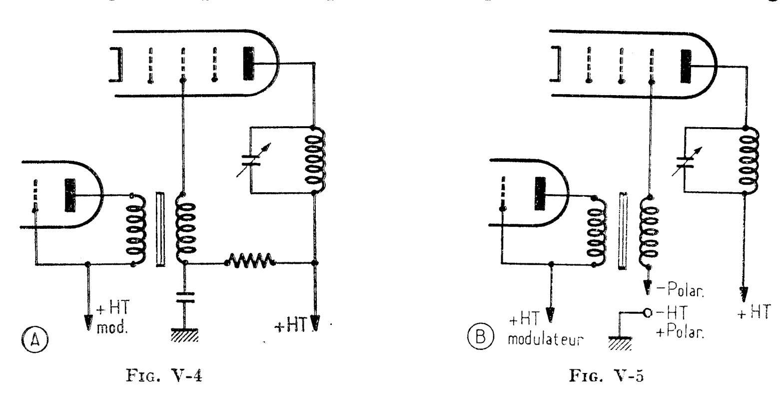


FIG. V-4 FIG. V-5

variable suivant le type de lampe (fig. V-5). Le réglage de ces deux systèmes de modulaiton ressemble au précédent, et le rendement est le même. On peut obtenir jusqu'à un pourcentage de 100 %, avec une très belle courbe de modulation et une distorsion négligeable. C'est une question de mise au point.

Modulation cathode.

Le schéma est représenté figure V-6. C'est une combinaison des modulations grille et plaque. Le signal BF est appliqué à la cathode du tube modulé par l'intermédiaire d'un transformateur de sortie dont l'impédance secondaire est adaptée à la charge de la lampe :

$$Z = V_p \text{ étage à moduler}/I_p$$

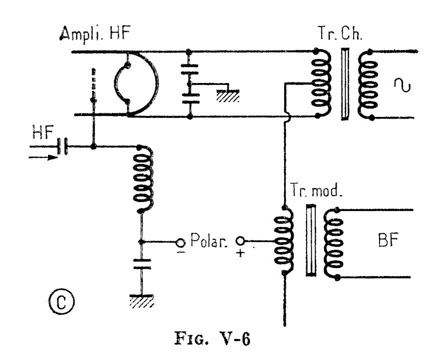


FIG. V-6

k étant le pourcentage de modulation plaque désiré.

Dans le cas pris comme exemple précédemment, en modulant par ce procédé, avec 50 % de modulation plaque :

$$Z = \frac{400}{0{,}050} \times \frac{50}{100} = 4\,000\ \Omega$$

A ce moment la puissance tirée du modulateur est :

$$W = 0{,}5\ Wa \times k,$$

Wa étant la puissance appliquée à l'étage modulé.

Dans notre exemple, on trouve 5 W.

Le rendement de la modulation cathode est intermédiaire entre celui des systèmes plaque et grille, cela se conçoit, et la qualité est très bonne.

Le choix de l'un de ces systèmes sera dicté par les moyens dont l'amateur dispose. Si la modulation grille est plus économique, la modulation plaque offre l'avantage d'un rendement meilleur avec, toutefois, une installation BF plus puissante, donc plus coûteuse. Mais cette dernière a l'avantage d'un fonctionnement plus stable et d'une mise au point à peu près nulle. Quoi qu'il en soit, le réglage d'une modulation est une chose simple, à laquelle tout amateur qui sait ce qu'il fait et où il va, peut prétendre.

Après avoir exposé les grandes lignes des divers systèmes de modulation, nous allons aborder l'étude de l'amplification BF.

Les microphones.

Nous distinguerons :

1° *Les microphones à charbon,* dont le principe est bien connu : une capsule métallique renferme du charbon pulvérulent, qui présente une certaine résistance électrique. La membrane qui ferme la capsule est assez mince pour vibrer sous l'influence de la voix. De ce fait, la résistance de la masse du charbon varie avec la pression exercée, le courant d'excitation fourni par une batterie auxiliaire varie également, et ces variations sont appliquées à la grille d'une lampe amplificatrice, par l'intermédiaire d'un transformateur spécial élévateur, de rapport élevé (1/20 à 1/100).

2° *Les microphones piézoélectriques,* qui comportent comme élément principal une lame de cristal comprise entre deux plaques, dont l'une est solidaire d'un diaphragme qui recueille les vibrations sonores. De ce fait, la lame de cristal se trouve soumise à des variations de pression. Elle vibre et donne naissance à une tension BF correspondant, à la fois, à la fréquence des vibrations du diaphragme et à leur amplitude. La tension alternative produite est infime et demande à être amplifiée, pour atteindre un niveau utile.

3° *Les microphones à ruban,* dont le principe est le suivant : un mince ruban de dural est tendu entre les pôles d'un aimant. Ce ruban se déplace sous l'influence de la voix et il s'ensuit, dans toute la surface, une variation de champ magnétique. De ce fait, une tension alternative se développe à ses bornes, tension qui est appliquée à un transformateur établi spécialement, incorporé au microphone même.

4° *Les microphones dynamiques,* qui ressemblent, dans leur principe, aux microphones à ruban. Une bobine mobile, solidaire d'un diaphragme se déplace dans le champ d'un aimant. Elle est soumise à des variations de flux continuelles ; par suite, une tension alternative prend naissance à ses bornes, et l'on applique celle-ci à un transformateur élévateur, généralement incorporé au microphone.

La sensibilité de ces divers types de micros, c'est-à-dire leur niveau de sortie pour un signal d'intensité donnée, est très variable. Les valeurs données sont celles qui sont mesurées à la sortie du transformateur de couplage, quand ils en utilisent un.

Pour les types « charbon », la qualité et le niveau de sortie sont incompatibles. Celui-ci varie de 0,5 V pour les meilleurs, à 2 ou 3 V... pour les autres ! La sensibilité des micros piézoélectriques est généralement comprise entre un et trois centièmes de volt, et celle des autres types de micros (ruban et dynamique) est inférieure (généralement entre quelques millièmes et un centième de volt, suivant le modèle et la construction).

Nous pensons que, contrairement aux apparences, il faut maintenant passer à l'étude de la conception d'un étage final BF. N'est-ce pas, direz-vous, après l'étude des microphones, passer du coq à l'âne ? Qu'on nous suive donc dans notre raisonnement :

Partant d'un microphone de niveau connu, il faut obtenir, à la sortie de la chaîne BF, des volts ou, si l'on préfère des watts dans une charge (ou impédance), connue ou facile à calculer :

$$Z = \frac{V_p \text{ étage à moduler-}}{I_p \text{ de cet étage}}$$

Pour la modulation grille de commande, écran ou suppressor, nous avons vu qu'on adopte un rapport 1/1.

Pour la modulation cathode, le calcul est voisin de la modulation plaque.

Une fois l'impédance du secondaire obtenue, on choisira les tubes ou les transistors de sortie basse fréquence capables de fournir la puissance modulée nécessaire.

Couplage du PA au modulateur.

Pour terminer, disons quelques mots du couplage à l'étage BF :

1° On peut insérer le secondaire du transfo dans l'arrivée de la HT. Dans ce cas, le courant plaque de l'émetteur traverse cet enroulement, et le transfo de sortie risque d'être saturé, si le noyau n'a pas été prévu spécialement. De ce fait, la qualité de reproduction est affectée.

2° On peut insérer dans l'arrivée de la HT une self de modulation, de préférence à impédances multiples, couplée au transformateur de sortie par ligne, ce qui permet, si le transformateur de sortie n'a qu'une valeur d'impédance secondaire, d'obtenir un grand nombre de charges HF d'une façon simple. La self a une valeur de 25 à 50 Henrys.

3° On peut coupler la self au secondaire par un condensateur, ce qui isole complètement le modulateur de la tension continue de l'étage HF. La valeur des capacités de liaison (isolement double de la HT) est de 1 à 4 μF. Ce dernier système a l'avantage de donner une meilleure qualité de reproduction et de permettre une adaptation rigoureuse de la charge HF à la charge BF.

Réglages d'une modulation.

Les quelques indications que nous allons donner supposent qu'on a mis au point séparément l'amplificateur HF à moduler et l'amplificateur BF de modulation. Ce n'est qu'à ce moment qu'on peut associer les deux.

Modulation plaque.

C'est la plus simple à régler. On s'assurera que l'étage final HF fonctionne bien en classe C et que l'excitation HF *en charge* est suffisante, avec une polarisation grille normale. L'antenne est couplée juste à la valeur qui

donne le meilleur rendement haute fréquence. Mettre en route le modulateur convenablement branché. Sous l'influence de la modulation, le courant antenne doit *théoriquement* « monter » de 22,6 %. *En réalité, pour une transmission de parole, il ne varie, pour une profondeur de modulation de* 100 %, *que très légèrement, dans le sens d'une augmentation, et seulement dans les pointes de modulation.* Il en va de même du milliampèremètre du PA, qui doit rester parfaitement stable. Si le courant d'antenne diminue, c'est que le couplage de celle-ci au circuit final n'est pas correct. Si le courant plaque diminue, l'excitation grille est à revoir et la lampe ne « suit » pas, parce que insuffisamment excitée. Quoi qu'il en soit, le remède est facile à apporter, et le point de fonctionnement correct sera trouvé sans peine. La stabilité dans le temps est parfaite.

Modulation grille.

En premier lieu, la tension de polarisation doit être de *trois fois environ la tension de « cut-off »*, c'est-à-dire la tension négative qui, en l'absence d'excitation, annule le courant plaque. On accordera le circuit plaque de l'étage haute fréquence à la résonance. Pour procéder à un réglage précis, on effectuera méthodiquement les opérations suivantes :

1° Appliquer à la grille la tension de cut-off ; le courant plaque sera nul, par définition.

2° Appliquer l'excitation normale (lue au milli grille) et brancher l'antenne de façon que le courant plaque soit *double* de la valeur normale (donnée pour chaque type de lampe), le circuit plaque étant à la résonance. Noter le courant antenne et sa valeur.

3° Diminuer l'excitation jusqu'à annuler le courant plaque. Ces essais doivent être faits rapidement, et la lampe peut rougir, si l'on ne procède pas avec célérité.

4° Augmenter la tension de polarisation (excitation et couplage antenne étant identiques) jusqu'à ce que le courant plaque tende à prendre sa valeur normale. Pour un réglage normal, le courant antenne lu alors sera exactement la moitié de ce qu'il était au premier essai. S'il est trop faible, diminuer le couplage et augmenter l'excitation. Toutes ces opérations sont à répéter jusqu'à obtenir une valeur correcte de courant antenne. Après quoi, on modulera dans de très bonnes conditions.

Notons toutefois que :

1° le courant antenne doit monter dans les pointes de modulation ;

2° le courant plaque doit être stable ;

3° le courant grille suit la modulation.

Une erreur qui ne doit pas être commise (elle l'est parfois) consiste à régler un émetteur en régime télégraphique (classe C) et à lui appliquer les tensions BF sur la grille. C'est un non-sens. La modulation grille faisant varier le rendement d'un étage HF, il est clair qu'au repos, le rendement porteuse est minimum et que la grille, jouant le rôle d'un robinet actionné par la BF, la valeur maximum de la porteuse n'est atteinte que dans les pointes de modulation.

LA MODULATION-ECRAN

L'emploi généralisé des tubes à grille écran à l'étage final des émetteurs a incité tout naturellement les amateurs à injecter dans cette électrode la tension basse fréquence nécessaire pour la modulation en téléphonie.

Ce système de modulation connaît actuellement un regain de faveur, dû probablement au fait que les om's fraichement licenciés en phone

(après le stage réglementaire en CW), y trouvent un moyen rapide et économique de démarrer en phonie ; l'apparition des stations mobiles y est sans doute aussi pour quelque chose.

En règle générale, en radio, et sans doute dans beaucoup d'autres domaines, toute amélioration implique une plus grande complication, du matériel plus coûteux et plus nombreux. — Toute simplification, en contrepartie, entraîne un rendement moins bon, moins de commodité dans l'usage. — Une modification d'équipement qui comporte à la fois une amélioration et une simplification, porte la marque du progrès : c'est un phénomène assez rare.

La modulation dans la grille écran a pour elle certains avantages : le matériel à ajouter à un émetteur télégraphie, est très réduit ; un petit ampli BF « sortant » 1 ou 2 watts modulés suffit amplement dans la plupart des cas ; le classique transformateur de modulation par la plaque, qui est une pièce lourde et coûteuse, est éliminé ; la mise au point n'est pas difficile.

Mais malheureusement, comme tout se paie, il y a une contre-partie à ces avantages. Voyons le revers de la médaille : pour un tube donné et une tension d'alimentation donnée, au PA, la puissance de sortie en porteuse non modulée n'est plus que de 50 % en modulation grille écran, de ce qu'elle était en modulation plaque ; de plus, les pointes positives de modulation ne représentent plus que le quart de ce qu'elles seraient en modulation plaque.

Voyons pourquoi : supposons un tube final 807 fonctionnant en classe C, régime télégraphique, tension plaque 600 V, tension grille écran 250 V. — Courant plaque 0,1 A. — Puissance input $600 \times 0{,}1 = 60$ W.

Pour moduler ce tube dans la grille écran, nous devons faire varier le potentiel de cette électrode, en première approximation, entre 0 et 250 V, donc nous devons placer le point de fonctionnement de la grille écran à égale distance de ces deux potentiels, soit donc 125 V. De ce fait, le courant de plaque va tomber lui aussi à environ la moitié de la valeur, soit 0,05 A. — La puissance d'alimentation plaque ne sera plus que de $600 \times 0{,}05 =$ 30 W.

Voyons maintenant qu'elles sont les pointes positives, exprimées en watts, que nous pouvons espérer obtenir de l'un et de l'autre.

a) en modulation grille écran : dans les pointes positives de modulation la grille écran sera portée à 250 V. — Le débit anodique sera à ce moment de 0,1 A, et la puissance input, de $600 \times 0{,}1 = 60$ W. — A remarquer que la tension d'anode moyenne ne varie pas au rythme de la BF dans ce système.

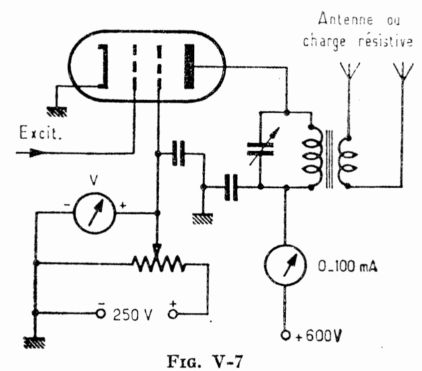


Fig. V-7

b) en modulation plaque : dans les pointes positives de modulation, la tension appliquée sur l'anode du tube monte au double de sa valeur soit 1 200 V dans notre cas ; le débit anodique instantané prend également une valeur double, et la puissance anodique instantané est de : 1 200 × 0,2 = 240 W, soit quatre fois autant que dans la modulation par la grille écran.

Comme ce sont précisément les pointes positives de la modulation qui font « passer » le signal, la conclusion est évidente.

Ceci étant bien entendu, et en admettant que nous préférions avoir moins de watts dans l'antenne et garder un peu plus dans notre porte-monnaie, voyons comment ajuster au mieux une modulation par la grille écran.

Faisons varier tout d'abord la tension de la grille écran, par un potentiomètre que nous aurons branché provisoirement à cet étage. — Pour chaque tension relevée sur la grille écran (par exemple : 250 V, 240 V, 230 V, 220 V, 210 V, etc., jusque 0 V) nous noterons le courant débité par la *plaque du tube.* — (fig. V-7).

Au cours de cette opération, on ne touchera pas aux autres réglages (excitation, couplage d'antenne, accord).

Au moyen des données ainsi recueillies, on tracera la courbe caractéristique en question, en portant sur un papier millimétré, les tensions d'écran en abcisse et les débits anodique en ordonnée (fig. V-8). La courbe ainsi obtenue nous montrera qu'elle n'est pas tout à fait linéaire, et que pour certains types de tubes, le courant anodique ne s'annule pas entièrement pour une tension zéro sur la grille écran. Il sera donc nécessaire, pour compléter le tracé de la courbe jusqu'au point où s'annule le courant pla-

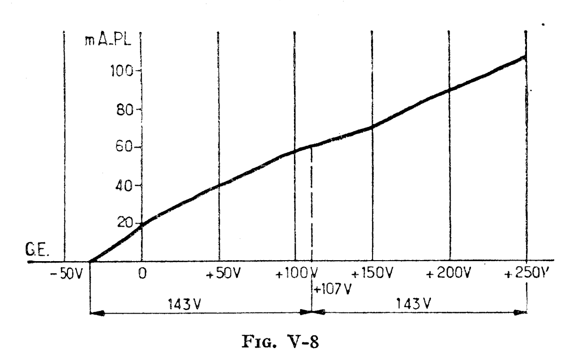


FIG. V-8

que, d'inverser la tension sur le potentiomètre et de pousser la grille écran dans les régions de potentiel négatif par rapport à la cathode. Pour chaque tension négative mesurée, on notera la tension négative de grille écran jusqu'à l'annulation du courant plaque. La courbe caractéristique pourra en être tracée complètement. Supposons que le courant anodique s'annule pour une tension négative d'écran de 36 V, la tension de fonctionnement sera :

$$\frac{250 - 36}{2} = 107$$

On peut évidemment procéder plus simplement en amenant l'intensité plaque à la moitié de sa valeur normale et à noter à ce moment la valeur de la tension d'écran qui sera la tension correcte (107 V). Si l'on mesure le courant écran, il sera possible de calculer la résistance chutrice et l'impédance du transformateur de modulation. Supposons ce courant de 4 mA. Nous aurons :

$$R \text{ série} = \frac{(250 - 107) \times 1\,000}{4} = 35 \text{ k}\Omega \text{ arrondi}$$

$$Z = \frac{107 \times 1\,000}{4} = 25 \text{ k}\Omega \text{ (arrondi)}$$

La résistance chutrice sera shuntée par une capacité de forte valeur et isolée dans le cas présent à plus de 250 — 107 = 143 V.

Supposons que nous disposions d'un petit transformateur BF de rapport d'impédance primaire à secondaire, de 4. Si nous utilisons un tube modulateur 6V6 dont l'impédance de charge est de 5 000 Ω, nous devrons charger le secondaire par 5 000 × 4 = 20 000 Ω, pour un bon fonctionnement.

Remarquer en passant qu'il est intéressant de brancher ce transformateur de telle façon que les composantes continues qui le traversent (courant plaque de la 6V6 pour le primaire, courant de grille écran pour le secondaire), induisent dans le noyau magnétique, de manière à réduire les possibilités de saturation magnétique de ce noyau.

Comme l'impédance de la grille écran est de 26 700 Ω nous pouvons brancher une résistance supplémentaire en parallèle sur le secondaire du transformateur pour abaisser l'impédance de charge et l'amener à la valeur optima, soit 20 000 Ω. — Cette résistance additionnelle sera calculée par la formule connue des résistances en parallèle :

$$\frac{26\,700 \times 20\,000}{26\,700 - 20\,000} = 80\,000 \ \Omega \text{ en chiffres ronds}$$

Pour moduler complètement la grille écran, nous devrons lui appliquer une tension BF de 107 + 36 = 143 V, tension de pointe, soit 143 V :

= sensiblement 100 V eff. (en supposant la tension sinusoïdale).

(La caractéristique de modulation s'étend de — 36 V à + 250 V soit au total 286 V, et le point de fonctionnement se trouve à + 143 V (286/2 V) de part et d'autre des extrémités de la courbe.)

Puisque nous connaissons l'impédance d'utilisation chargeant le secondaire du transformateur, et la tension à obtenir, nous en déduirons la puissance BF nécessaire (watts modulés) : $W = E^2/R$ ou $100^2/20\,000 = 0{,}5$ W.

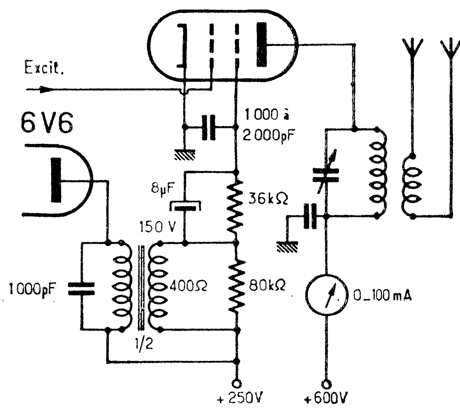


Fig. V-9

On remarquera aussi que dans la partie négative de la caractéristique de grille écran, cette électrode ne débite plus aucun courant, son potentiel étant inférieur à celui de la cathode. — La grille écran se comporte à ce moment comme la grille d'un étage amplificateur en classe A : son impédance devient infinie, il en résulte une distorsion gênante, qui semble bien être inhérente à ce système de modulation. La résistance supplémentaire connectée sur le secondaire du transfo de modulation vient à point pour « linéariser » quelque peu la courbe à cet endroit, et réduire le taux de cette distorsion.

Le schéma de la figure V-9 donne une idée de l'arrangement complet du système.

L'excitation grille du PA doit être réglée soigneusement pour le fonctionnement en classe C télégraphie. Trop ou trop peu d'excitation sont nuisibles.

On constatera que, pour une charge optima d'antenne, le « dip » de courant plaque devient presque imperceptible ; de fait, on peut rencontrer des difficultés pour faire l'accord du circuit plaque. — Il est intéressant de disposer d'un autre moyen de contrôle, soit d'une boucle de Hertz avec ampoule, couplée à la bobine de plaque du PA, soit d'un indicateur de courant d'antenne. — Nous pensons qu'un PA est l'instrument idéal dans ce cas.

Le couplage de l'ampli BF à la grille écran du PA peut se faire aussi par une inductance BF à fer (choke system), connectée suivant le schéma de la figure V-10.

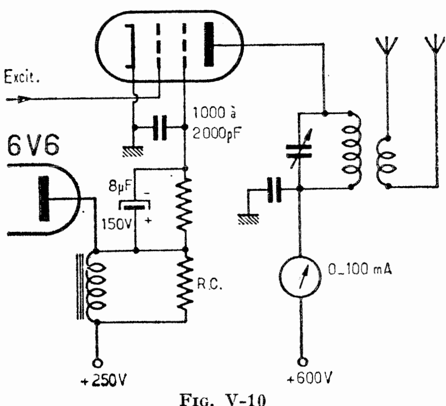


FIG. V-10

On a dans ce cas, moins de souplesse pour l'ajustement de l'impédance de charge. — Pour ramener l'impédance de charge, dans le cas envisagé plus haut, à 5 000 Ω, il faut charger la self par une résistance additionnelle R_c de :

$$\frac{26\,700 \times 5\,000}{26\,700 - 5\,000}$$

= 6 100 Ω environ, et la puissance nécessaire devient : $W = E^2/R$ ou $100^2/5\,000 = 2$ W. — Ceci suppose un ampli déjà plus généreux.

Par contre, la présence d'une résistance de 6 100 Ω en dérivation améliorera nettement la courbe de modulation ; il est vrai que pour cela, elle dissipera en chaleur plus de 80 % de la puissance BF que nous devrons produire !

Modulation suppressor.

Le rendement est le même que celui de la modulation grille, mais la stabilité est plus grande, du fait que la modulation est appliquée à une électrode différente. La technique de la mise au point est identique.

1° Régler l'étage considéré en régime télégraphique, c'est-à-dire avec une certaine tension *positive* sur la grille de suppression. Ajuster le couplage d'antenne à la valeur qui donne le maximum de courant antenne.

2° Lire et noter la valeur du courant antenne.

3° Appliquer au suppressor une tension négative telle que, les autres valeurs et le couplage antenne restant les mêmes, le courant antenne tombe à la moitié de la valeur première.

4° Moduler et éventuellement retoucher le couplage antenne pour que courant plaque et courant antenne varient dans le même sens et dans les mêmes proportions.

MODULATION DE FREQUENCE

Au contraire de la modulation dite « en amplitude », cette dernière ne varie pas dans une transmission à modulation de fréquence. Par contre, la tension de modulation d'une polarité fait diminuer la fréquence de l'onde, une tension de modulation de polarité opposée la fait augmenter.

Une image simple permettra de comprendre le principe : Supposons que le condensateur d'accord d'un VFO soit constitué seulement par deux lames dont l'une mobile par rapport à l'autre, puisse s'approcher ou s'éloigner, suivant le rythme de la parole. Il en résulte une variation de fréquence au même rythme.

Ce procédé nécessite des récepteurs spéciaux, et son étude détaillée sort du cadre de cet ouvrage.

Mais le procédé de modulation de fréquence à bande étroite, que l'on désigne sous les initiales NBFM (Narrow Band Frequency Modulation) est pratiquement utilisable par l'amateur.

Une porteuse modulée par ce système n'occupe pas plus de place qu'une modulation d'amplitude et présente de nombreux avantages, dont les principaux sont les suivants :

1° Réception sur un récepteur ordinaire. La modulation est audible sur toute la plage de réception, sauf en un point correspondant à l'accord exact ;

2° Suppression totale du QRM BCL et, dans de grandes proportions, du QRM télévision ;

3° Possibilité de moduler à fond un émetteur avec une puissance BF réduite.

MODULATION DE PHASE

Lorsqu'on écarte un circuit accordé de la résonance, il se produit un déphasage entre tension et courant dans ce circuit. L'importance de ce déphasage dépend, en premier lieu, de l'importance du « désaccord » et, en second lieu, du coefficient de surtension du circuit considéré. Plus le coefficient de surtension est élevé, plus la variation d'accord est faible pour obtenir un déphasage donné. On obtient donc finalement, avec une puissance très réduite, un système de modulation très simple dont l'effet est similaire au précédent.

Les modulateurs à transistors.

Ils constituent la solution logique au problème de la modulation d'un émetteur moderne. Voici, quelques exemples pratiques de réalisations ayant donné toute satisfaction. Le rendement est d'ailleurs supérieur à ceux des amplificateurs Basse Fréquence à lampes du fait que la dissipation d'énergie sous forme de chaleur est beaucoup plus réduite, que l'alimentation n'a pas à passer par le stade intermédiaire du transformateur de redressement et qu'il n'y a aucune consommation pendant les périodes d'écoute.

Deux précautions sont à prendre dans le montage et l'installation d'un modulateur à transistors : il faut protéger les étages d'entrée, contre les champs à haute fréquence par un blindage approprié bien ventilé et l'ensemble doit être éloigné des sources importantes de chaleur que sont les étages de puissance à lampes. Dans cet ordre d'idée, les transistors de puissance au silicium ont des tolérances beaucoup plus larges. Comme dans les amplificateurs de puissance à lampes, nous trouvons, dans certains montages qui vont suivre, trois sections distinctes :

un préamplificateur, plus ou moins élaboré ;

un étage driver, en classe A, chargé par un transformateur ;

un étage push-pull de puissance, en classe B.

COMMENT DETERMINER LES CARACTERISTIQUES D'UN MODULATEUR, CLASSE B, A TRANSISTORS DE PUISSANCE

S'il est un domaine où les transistors s'imposent par leur rendement élevé et leur facilité d'emploi, c'est bien celui de la construction des amplificateurs BF de puissance, classe B, destinés à actionner des haut-parleurs ou à moduler un émetteur. Dans ces deux utilisations particulières, surtout lorsqu'il s'agit d'installations portables, mobiles et autonomes, la simplicité du montage et son prix de revient, par rapport à un montage à lampes, sont indiscutablement en faveur des transistors, dont les variétés sont infinies, la gamme de plus en plus étendue, et le prix unitaire très abordable. Mais si nos amis sont familiarisés avec l'établissement et le calcul des projets d'amplificateurs à lampes, certains hésitent faute d'explications simples et des informations élémentaires à faire le même travail avec des transistors. Ainsi, avons-nous cru utile d'expliquer à ceux qui débutent dans ce domaine, comment on conduit une telle étude.

Dans tout projet d'amplificateur de puissance, il faut considérer simultanément la puissance recherchée et la tension d'alimentation disponible. Lorsqu'on part d'une source comme celle du secteur, l'argument passe au second plan ; si, au contraire, c'est une batterie qui nous est imposée, la donnée est d'importance. Mais prenons un exemple pratique. Soit à réaliser à partir d'une batterie de 12 V, un amplificateur devant délivrer une puissance de 20 W utiles. Nous tiendrons compte du fait que le rendement des transformateurs est inférieur à l'unité. Fixons ce facteur à 0,8, ce qui correspond à une valeur moyenne. Nous devons donc tirer 20 W : 0,8 = 25 W utiles, soit 12,5 W de chaque transistor et comme il est sage de prévoir une certaine réserve de puissance, nous fixerons cette valeur à 15 W pour être tout à fait large. La tension maximum collecteur-émetteur sera 12 V $\times$ 2 = 24 V et les pointes de courant à puissance maxima atteindront : $\frac{15 \times 4}{12}$ = 5 ampères, les données nous permettront de choisir parmi les fabrications accessibles, le transistor de puissance qui convient. Cette liste est bien fournie et nous trouverons, pour nous limiter à deux firmes connues, de nombreux types de transistors susceptibles de fournir cette puissance :

Radiotechnique :

40 V : ADZ11 (15 A) - 60 V : ASZ16 (6 A) - ASZ17 (6 A) - 80 V : ASZ15 (6 A) - ASZ18 (6 A) - ADZ12 (15 A) - 2N174 (15 A) - 2N1100 (15 A), etc...

COSEM :

40 V : SFT238 (6 A) - SFT265 (15 A).

60 V : SFT239 (6 A) - SFT266 (15 A).

Rien que pour nous limiter à deux firmes françaises...

D'autres marques (RCA, Motorola, Fairschild, etc...) produisent évidemment des transistors de type correspondant, tel le 2N441 ; sans parler des transistors de puissance au silicium comme le 2N1212. Bref, les transistors capables de fournir en push-pull, sous 12 V, une puissance de 30 W ne manquent pas ! Il convient néanmoins, pour les bien utiliser, de se reporter aux courbes caractéristiques. Nous prendrons pour exemple le cas d'un étage final de deux SFT265. L'impédance de charge sera :

$\frac{12}{5} \times 4 = 9{,}6\ \Omega$, arrondi à 10 Ω, que la charge soit appliquée d'émetteur à émetteur ou de collecteur à collecteur.

Le calcul de l'impédance d'entrée et de la puissance nécessaire découle des caractéristiques des transistors qui apparaissent sur les courbes « courant collecteur/tension de base » et « courant de base/tension de base ». Le produit de ces deux dernières valeurs donne la puissance d'attaque nécessaire. Pour le type de transistors retenu, nous trouvons $I_b = 100$ mA, $V_{b\circ} = 0{,}6$ V. D'où l'on tire :

Impédance d'entrée = 0,6/0,1 = 6 Ω par transistor, soit 24 Ω pour les deux transistors et la charge.

Puissance d'attaque = 0,6 × 0,1 = 0,06 W ou 60 mW par transistor, soit : $24 \times (0{,}1)^2 = 0{,}24$ W ou 240 mW de base à base (fig. V-11).

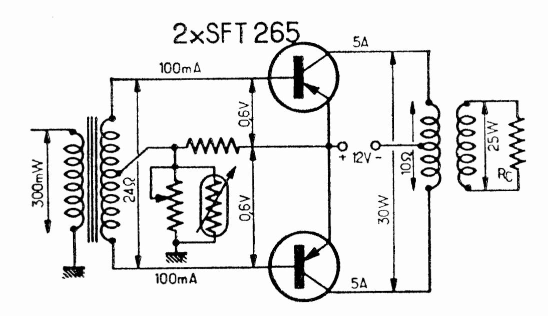


Fig. V-11

Là encore, il faut tenir compte du rendement du transformateur qui dépend d'un certain nombre de facteurs et que nous chiffrerons arbitrairement à 0,8, ce qui nous imposera une puissance à fournir par le driver de 240 mW/0,8 = 300 mW minimum.

Pour la rendre accessible à tous, nous avons volontairement et délibérément simplifié la méthode de calcul. Elle n'est pas rigoureuse. Des facteurs secondaires ont été négligés, mais elle est à notre avis suffisante pour établir un projet valable sans faire appel à des connaissances mathématiques supérieures.

Pour éviter des distorsions aux faibles amplitudes, les bases doivent être légèrement polarisées en l'absence de signal, ce qui pourrait être obtenu par une source séparée ; solution bien incommode, à laquelle on préfère un système de polarisation automatique. On établit, entre + et —, un pont de résistances tel qu'au point intermédiaire corresponde la tension désirée qui est toujours la plus faible possible (par rapport à l'émetteur). On adopte généralement une valeur au plus égale à l'impédance d'entrée d'un transistor donc, ici, 4 Ω à partir de la ligne positive. Cette valeur n'est pas très critique. On la prolonge vers le « moins » par une résistance ajustable 150 Ω de manière à former un pont de base de valeur réglable. Il est recommandé de doubler la première par une thermistance de même valeur placée le plus près possible du boîtier des transistors qui stabilise le fonctionnement en regard de la température. La partie ajustable du pont est à régler pour un courant collecteur minimum compatible avec un minimum de distorsion.

Lorsque la distorsion aux faibles amplitudes est de peu d'importance et c'est le cas pour une modulation d'amateur, on peut réunir directement le point milieu du transformateur driver à la ligne positive. Il en est de même pour les deux émetteurs tant qu'on s'en tient à un usage intermittent.

On remarquera que le raisonnement qui précède se réfère à des transistors PNP. Il est aisé de le rapporter à des transistors NPN.

Schémas pratiques de modulateurs à étage de sortie push-pull, série PNP/PNP.

L'amplificateur, dont le schéma est représenté à la figure V-12, fournit, sous une tension d'alimentation de 9 V et avec une impédance de sortie de 8 Ω, une puissance de 1 W. Il comporte un étage préamplificateur, un étage driver et un étage push-pull série respectivement équipés des transistors AC151 VII, AC151 VII, 2 × AC153 apairés.

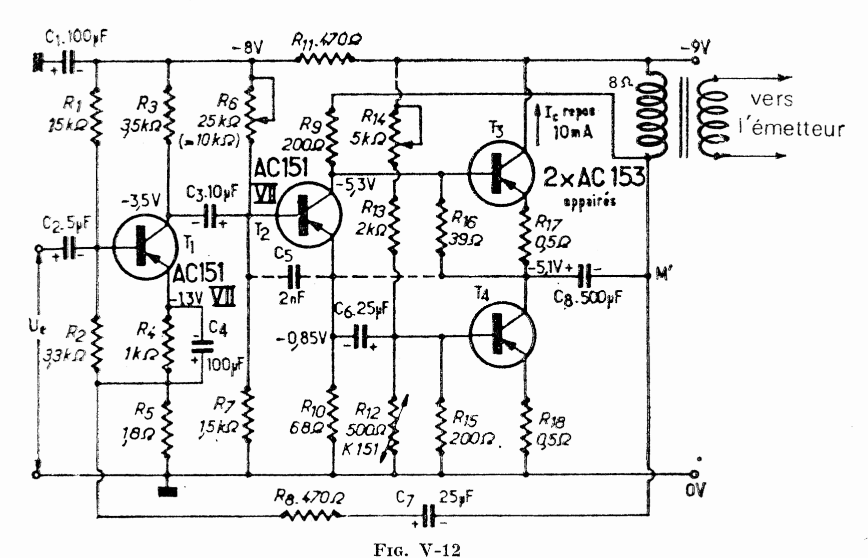


Fig. V-12

Dans cet exemple, on a utilisé pour l'étage de sortie une paire AC153 du groupe B, pour laquelle le gain minimal en courant continu β_{min} (pour I_c = 300 mA) est d'environ 130 V.

Le point de fonctionnement de l'un des transistors (T_3) est réglé à l'aide du driver, celui de l'autre (T_4) à l'aide d'un diviseur de tension dont le dimensionnement optimal a été déterminé par des mesures de température. L'un des transistors (T_3) fonctionne en montage collecteur, l'autre (T_4) en montage émetteur.

Le transistor driver est ainsi chargé de façon différente pour chacun des transistors de sortie c'est-à-dire à chaque demi-alternance.

Pour assurer le blocage du transistor T_3 pendant la demi-alternance qui sature T_4, il est nécessaire de placer une résistance (R_{16} = 39 Ω) entre la base de T_3 et le point milieu. La stabilisation thermique des points de fonctionnement des transistors de sortie est un peu plus délicate que dans les étages push-pull habituels, car le point de fonctionnement de T_3 est réglé par T_2, et celui de T_4 par son propre diviseur de tension de base.

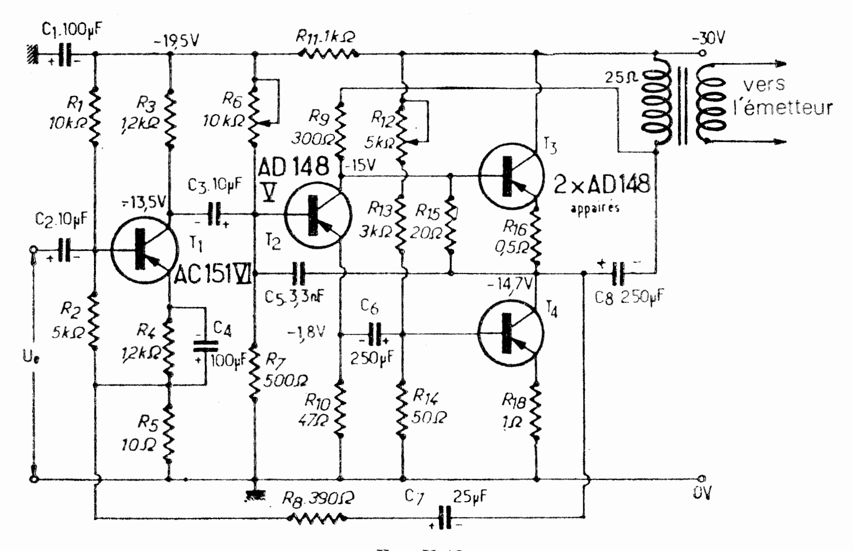


FIG. V-13

Une stabilité thermique suffisante est obtenue en équipant le diviseur de tension de base de T_4 d'une thermistance qui compense l'influence de la température ambiante, tandis que cet effet compensateur est assuré pour T_3 par l'étage driver T_2. Le schéma représenté à la figure V-13 pour une puissance de sortie de 4 W peut, si nécessaire, être modifié par remplacement de quelques éléments pour fournir une puissance de sortie de 6 W.

Modulateur push-pull série, 1 W, à transistors complémentaires.

La figure V-14 représente le circuit d'un amplificateur à trois étages pour une puissance de sortie de 1 W avec une tension d'alimentation de 9 V et une impédance de sortie de 8 Ω ; le coefficient de distorsion à demi-puissance est de 3,3 %.

Le schéma est habituel jusqu'à l'étage de sortie complémentaire symétrique. Les deux transistors de sortie sont ici montés en série pour le courant continu ; le montage série de transistors PNP/NPN supprime l'étage déphaseur. Le courant de repos est réglé à l'aide du potentiomètre R_{11}. Les

exigences d'une distorsion de transition classe B réduite et d'un courant de repos faible ont été satisfaites à l'aide des résistances d'émetteur de 0,5 Ω pour chaque transistor. La perte de tension produite par R_7, pour le signal de commande maximal, et par la tension de saturation V_{CE} sat. du transistor T_2 est de nouveau compensée par le fait que la résistance du collecteur R_{10} de l'étage driver, n'est pas directement reliée au pôle négatif de l'alimentation, mais connectée à la résistance de sortie.

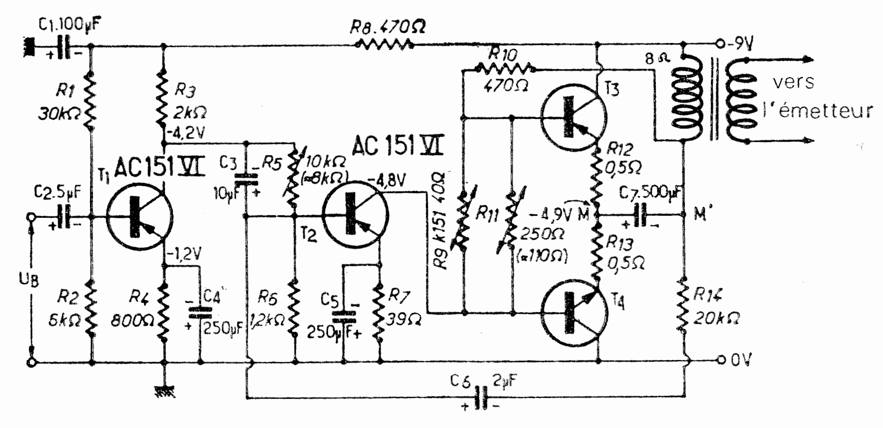


Fig. V-14

Le point de fonctionnement de l'étage de sortie est stabilisé contre les fluctuations de température par la thermistance R_9 tandis que les variations thermiques de l'étage driver sont compensées par le fait que son diviseur de tension est relié non pas au pôle négatif mais au collecteur de l'étage préamplificateur. Les variations thermiques du préamplificateur s'opposent ainsi à celles du driver.

Des tensions continues différentes sont appliquées aux deux transistors de sortie : les valeurs de 4 V pour le transistor PNP et de 5 V pour le transistor NPN.

La dissipation du transistor NPN est donc plus élevée, sensiblement dans le rapport des tensions, c'est-à-dire de 25 %. La résistance thermique du AC127 étant également supérieure à celle du AC152, il est nécessaire, dans le cas de radiateurs séparés, de monter la thermistance sur le radiateur plus grand du AC127.

Pour les deux transistors, il faut un radiateur commun de 20 cm².

Modulateur 2 W/12 V.

Le schéma est représenté à la figure V-15. Le circuit comporte deux étages amplificateurs, un étage d'attaque à deux transistors et un étage final.

L'étage de sortie est équipé de deux AC128 avec ou sans transformateur de sortie. Les deux résistances de 1 Ω dans le circuit de chaque émetteur assurent la stabilité thermique. L'étage d'attaque est constitué des deux transistors complémentaires AC132 de type PNP et AC127 de type NPN. Cet étage est piloté par un AF127 à fréquence de coupure élevée à travers une résistance CTN B8 320 01P/500 E Transco ayant en parallèle une résistance ajustable de 2,2 kΩ. Cet ensemble corrige les courants de base des transistors complémentaires d'attaque.

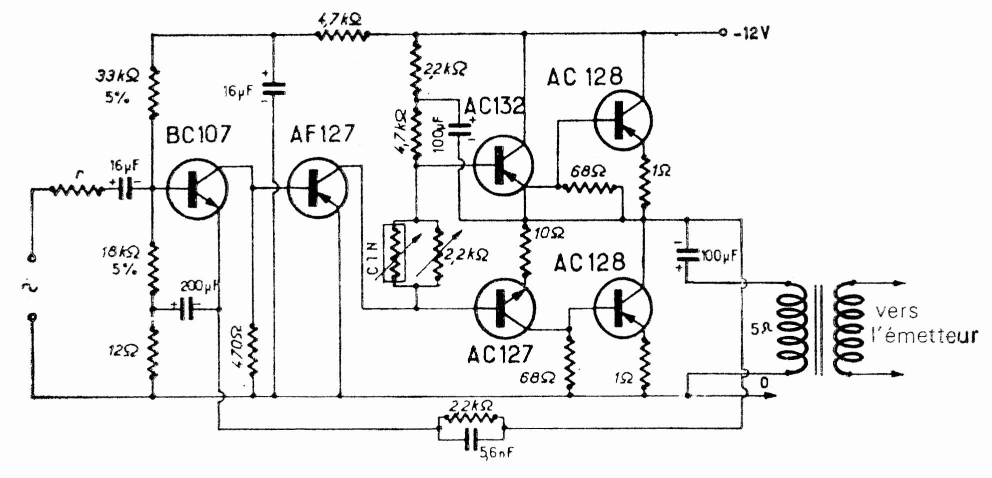


Fig. V-15

Une contre-réaction en alternatif est appliquée sur l'émetteur du transistor d'entrée BC107 par une résistance de 2,2 kΩ shuntée par une capacité de 5,6 nF. Une contre-réaction est également appliquée sur la base des transistors de l'étage d'attaque complémentaire à travers un condensateur de 100 µF.

Le haut-parleur aura une impédance de 4 à 5 Ω.

La valeur de la résistance F dépend du générateur utilisé ; elle aura une valeur de 5 kΩ pour un microphone magnétique et de 100 à 300 kΩ pour un microphone cristal.

Dans l'exemple de la figure V-16 l'inversion de phase nécessaire pour attaquer l'étage final d'une paire de AD166 s'effectue à l'aide d'une paire

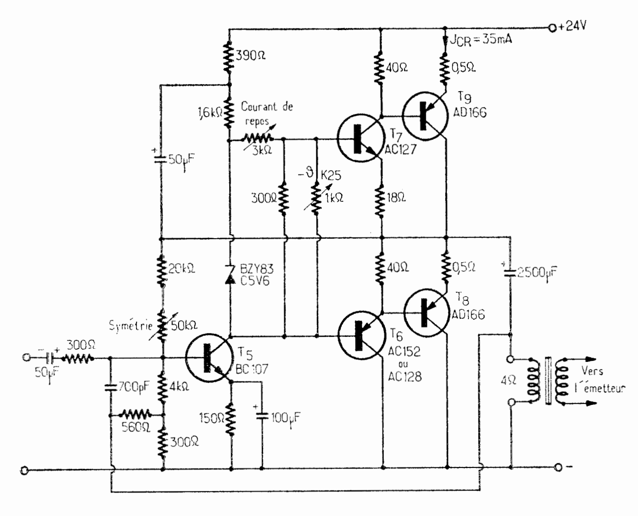


Fig. V-16

de transistors complémentaires AC127/AC128. La stabilisation de l'étage de sortie pour les variations de température s'effectue par une thermistance K25 et une diode Zener BZY83 le protège contre les variations de la tension d'alimentation.

La puissance de sortie pour une tension de 24 V est de 10 W. Le transformateur de modulation a une impédance de 4 Ω.

L'impédance d'entrée est de 300 Ω.

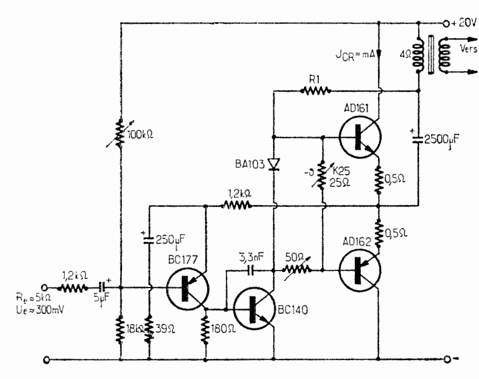


Fig. V-17

Un exemple d'amplificateur utilisant une paire de transistors complémentaires AD161/AD162 nous est donné à la figure V-17. Il utilise un transistor au silicium BC177 à l'étage d'entrée et un transistor BC140 à l'étage d'attaque. La régulation et la stabilisation du point de fonctionnement de l'étage de sortie sont assurées au moyen d'une diode BA103 et d'une thermistance. La puissance de sortie est de 10 W.

Modulateur 10 W/30 V.

L'amplificateur dont le schéma est représenté à la figure V-18 délivre une puissance de 10 W. Il comporte quatre étages d'amplification, deux en classe A et deux en classe B « single ended ».

L'étage préamplificateur utilise un transistor TR_1 (AC134)) ; l'impédance d'entrée est de 15 kΩ environ. Ceci est obtenu grâce à la contre-réaction de courant constituée par R_5 de 27 Ω et la contre-réaction totale, entre sortie et entrée, apportée par R_{12}.

Le second étage pilote le couple PNP-NPN. La charge du collecteur de TR_2 (AC138) est réglée à la valeur optimum, et les signaux envoyés au push à travers C_5.

Puisque TR_3 fonctionne en collecteur commun et TR_4 en émetteur commun, on observe une certaine dissymétrie entre les deux canaux. Celle-ci, très faible cependant, est compensée par un réglage opportun de la charge de TR_2, en modifiant le rapport entre R_8 et R_9, sans modifier la valeur totale, afin d'obtenir un minimum de la distorsion harmonique.

L'étage final est constitué de deux transistors AL103 du type drift, qui possèdent une fréquence de coupure élevée. Dans le montage à émetteur commun le gain est pratiquement constant sur la totalité de la bande BF comme on peut facilement le vérifier en calculant la fréquence pour laquelle h_{21e} se réduit de 3 dB.

Désignons cette fréquence par fh_{21e}, nous avons :

$$fh21_e = \frac{fT}{h21_e} = \frac{3.10^6}{80} \text{ Hz} = 37{,}5 \text{ kHz.}$$

La constance de $h21_e$, en fonction de la fréquence présente l'avantage d'exiger de l'étage-pilote PNP-NPN précédent, une puissance de pilotage toujours constante sur la totalité de la bande BF, et aussi une puissance de sortie sans distorsions même pour des fréquences supérieures à 5 000 Hz.

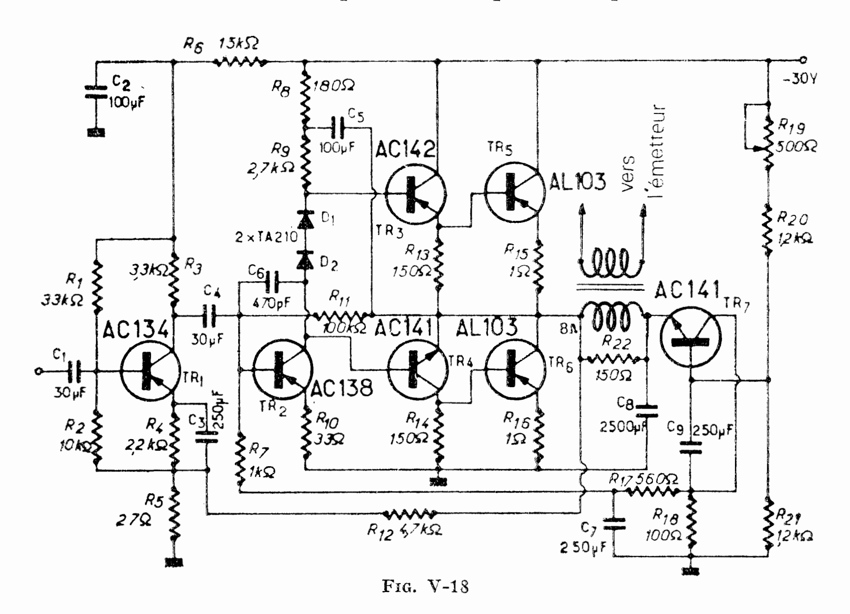


Fig. V-18

Comportement thermique.

Comme les trois derniers étages d'amplification sont couplés en continu, on a dû adopter quelques dispositions afin de stabiliser le comportement de l'amplificateur en fonction de la température. En particulier, comme conséquence de la variation de la tension base-émetteur des transistors PNP/NPN, TR_3 et TR_4 avec la température, on observe une élévation du courant de repos de TR_3 et TR_4, ainsi que de TR_5 et TR_6. Pour éviter cet inconvénient la tension de polarisation de TR_3 et TR_4 est fournie par deux diodes D_1 et D_2 et varie aussi également en fonction de la température et compense l'élévation du courant de repos.

En plus des diodes, le transistor TR_7 garantit l'équilibre des étages « single-ended » qui autrement serait compromis par l'élévation de la température ambiante. En effet, si celle-ci augmente, le courant I_{CBD} du transistor TR_2 augmente avec I_c, et donc apporte une diminution de la tension de collecteur de TR_2 par rapport à la masse. Puisque le collecteur de TR_2 est connecté au centre du couple final à travers V_{BE} de TR_4 il en résulte un déséquilibre et aussi une distorsion asymétrique des deux demi-ondes. Le transistor TR_7, au contraire, reporte en arrière, après amplification, la diminution de tension qui appliquée sur la base de TR_2, pousse celui-ci vers l'interdiction, reportant son courant I_c à la valeur originale existant avant la variation de température.

Les transistors de puissance doivent être montés sur des radiateurs de 165 cm².

Valeurs des éléments.

R_1 = 33 kΩ ; R_2 = 10 kΩ ; R_3 = 3,3 kΩ ; R_4 = 2,2 kΩ ; R_5 = 27 Ω ; R_6 = 15 kΩ ; R_7 = 1 kΩ ; R_8 = 180 Ω ; R_9 = 2,7 kΩ ; R_{10} = 33 Ω ; R_{11} = 100 kΩ ; R_{12} = 4,7 kΩ ; R_{13} = 150 Ω ; R_{14} = 150 Ω ; R_{15} = 1 Ω ; R_{16} = 1 Ω ; R_{17} = 560 Ω ; R_{18} = 100 Ω ; R_{19} = 0-500 Ω ; R_{20} = 1,2 kΩ ; R_{21} = 1,2 kΩ ; R_{22} = 150 Ω : ZL = 8 Ω.

C_1 = 30 μF ; C_2 = 100 μF ; C_3 = 250 μF ; C_4 = 250 μF ; C_5 = 100 μF ; C_6 = 470 pF ; C_7 = 250 μF ; C_8 = 2 500 μF ; C_9 = 250 μF.

D_1 = D_2 = TA210.

Modulateur 25 W avec transistors BD123.

Le circuit est représenté à la figure V-19. L'étage de puissance dans lequel sont utilisés les transistors au silicium planar épitaxial NPN, BD123, dont la fréquence de transition est de 85 MHz et la tension de claquage 90 V, et la paire de transistors complémentaires BFY 50 (NPN) et 2N2904A (PNP) constituent un étage final « single-ended quasi complémentaire ».

Les fréquences de coupure élevées de ces transistors exigent l'adoption de dispositions particulières, comme, par exemple l'ensemble C_7, R_{17}, mis

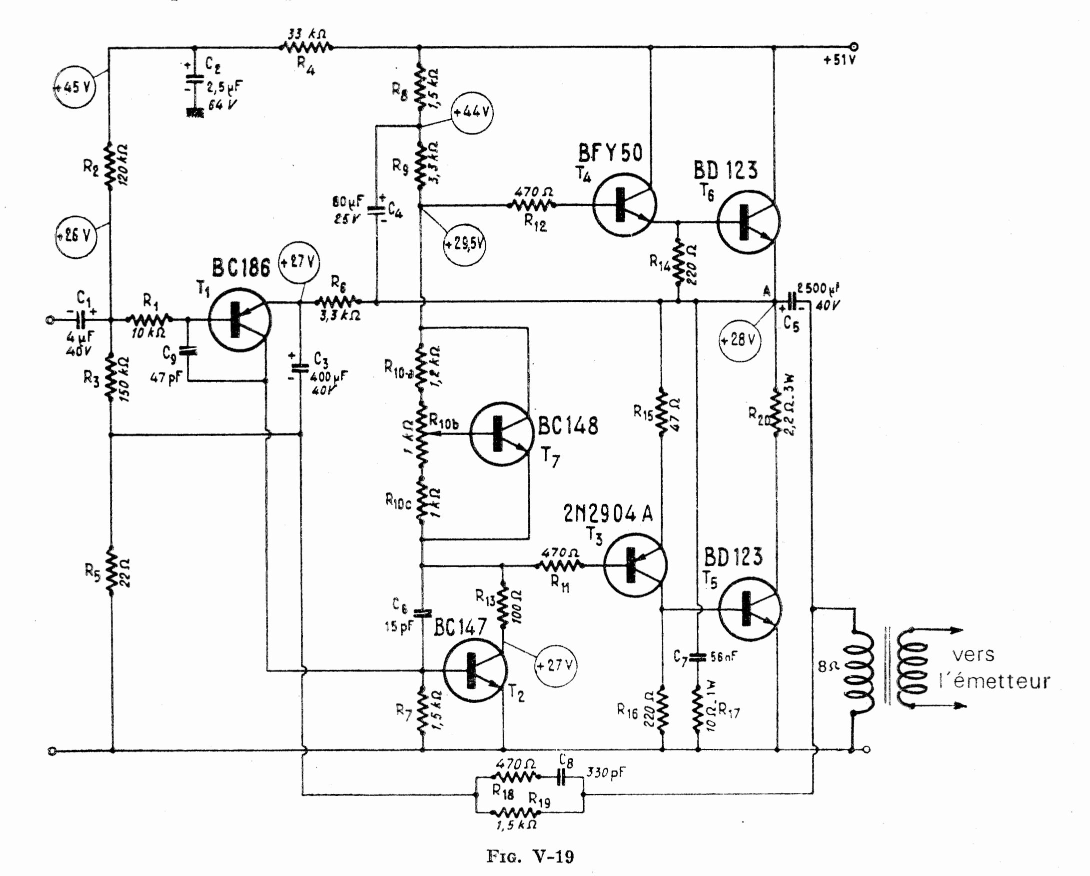


FIG. V-19

en parallèle sur le haut-parleur ; ce dispositif maintient, en effet, une charge presque constante quand, avec l'augmentation de la fréquence, l'impédance du haut-parleur tend à augmenter.

Dans l'étage préamplificateur, l'utilisation d'un transistor PNP BC186 (T_1) permet d'appliquer une forte contre-réaction en continu, et de maintenir ainsi constant le potentiel, au point A, en face des variations de paramètres et de la température ambiante.

Le condensateur C_3 de 400 µF et la résistance R_5, de 22 Ω, constituent un circuit « bootstrap », ce qui permet d'obtenir une impédance d'entrée élevée de 100 kΩ.

Le second étage T_2 (BC147) doit pouvoir supporter une tension V_{CES} (avec R_B = 1,5 kΩ) d'au moins 60 V, et en conséquence être sélectionné en ce sens. Il attaque l'étage déphaseur, constitué des deux transistors complémentaires fournissant les signaux déphasés de 180° nécessaires à l'excitation du push-pull de puissance. Le principe de fonctionnement des étages à symétrie complémentaire est maintenant assez connu pour qu'il soit inutile d'y revenir.

Le transistor T_7 (BC148) est utilisé pour la régulation et la stabilisation du courant de repos des transistors complémentaires (T_3 et T_4) et ainsi, aussi, des transistors de l'étage final (T_5 et T_6). Cette fonction est souvent assurée, dans les montages similaires, par une diode, mais l'emploi d'un transistor assure une meilleure régulation thermique. La résistance R_{10B} est réglée de manière que le courant de repos de l'étage de sortie soit de 40 mA.

Le transistor le plus sollicité thermiquement est T_5 (environ 10 W, avec une tension d'alimentation de 51 V ± 10 %). Cette puissance doit être dissipée par une plaque d'aluminium de 2 mm d'épaisseur, et ayant une surface d'environ 65 cm² T_6 sera également monté sur un radiateur identique. On pourra utiliser un radiateur unique constitué par une plaque d'aluminium de 162 cm² (9 × 18) sur laquelle on montera les deux transistors de puissance, sans oublier les plaques isolantes en mica que l'on enduira de graisse aux silicones. Dans ces conditions, l'amplificateur possède un fonctionnement stable jusqu'à une température ambiante de 45°.

Avec ce type de montage, à la température ambiante de 25°. et une tension d'alimentation de 51 V, l'application à l'entrée d'un signal sinusoïdal continu de 1 000 Hz porte la température du boîtier du transistor T_5 aux environs de 80° (à P_c maximum).

Les autres transistors n'exigent pas de radiateurs, si la température ambiante ne dépasse pas 45°.

Comme nous l'avons déjà dit, la tension d'alimentation à pleine charge est de 51 V. Si l'on utilise un simple redresseur à deux demi-ondes, non stabilisé, et une capacité de filtrage de 2 500 µF, la tension continue appliquée à l'amplificateur doit être de 60 V, en absence de signal.

Les différents courants de collecteur sont : T_1 = 0,4 mA - T_2 = 4,5 mA - T_3-T_4 : 3,8 mA - T_5-T_6 : 40 mA.

Le courant de la partie T_5-T_6 est réglé au moyen du R_{10B}. Il importe d'appliquer la tension d'alimentation avec le curseur de R_{10B} vers R_{10A}, et régler ensuite le courant à 40 mA.

Pour terminer, examinons les caractéristiques du montage. La puissance de sortie est de 25 W sur une charge de 8 Ω, avec une distorsion inférieure à 0,2 % et 28 W, avec une distorsion de 1 %, à une fréquence de 1 kHz.

La puissance maximale atteinte est de 35 W avec une distorsion harmonique de 10 %.

Le taux de distorsion harmonique en fonction de la fréquence à 25 W n'atteint jamais 0,4 %, ce qui est excellent.

MODULATEUR 20 W SOUS 6 V

Cette réalisation que nous empruntons à Radio-Ref. est due à FICV. Elle fournit 20 W BF à partir d'une batterie 6 V.

Le schéma est simple, la pièce principale étant le transformateur de modulation, dont le calcul et la réalisation vont être détaillés ci-dessous (fig. V-20).

Le transformateur d'attaque est un transformateur de sortie monté à l'envers. L'enroulement 2,5 Ω (gros fil) étant connecté à la sortie HP du préampli. Le schéma de ce dernier est classique et n'importe quelle réalisation donnant en sortie 1,5 W attaquera complètement le push-pull de sortie (un ampli BF de réception par exemple sera adéquat).

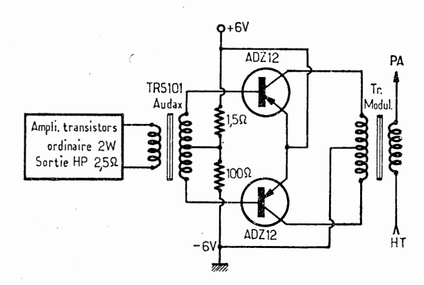


Fig. V-20

La paire de transistors ADZ12 travaille pratiquement en classe B. Aucune stabilisation par résistance d'émetteur, ce qui n'est nullement gênant puisqu'aux essais une température de 55° permet toujours de rester dans des limites très acceptables de ce genre de transistors. Attention néanmoins à la résistance de 1,5 Ω qui doit être aussi précise que possible. Les deux ADZ12 sont montés sur un radiateur à ailettes.

Le transfo de modulation.

Calcul.

L'examen des caractéristiques des transistors en tenant compte des 6 V alimentation et de la puissance recherchée, montre qu'il faut pour chacun une charge collecteur de l'ordre de 0,2 Ω.

Cette impédance est celle que doit ramener, dans le collecteur, le transformateur de sortie.

Connaissant l'impédance connectée au secondaire :

$$Z = \frac{\text{U alimentation PA}}{\text{I anodes PA}}$$

on peut en déduire le rapport de transformation d'un demi-primaire au secondaire. Dans le cas d'une QQE 03/12,

$$Z = \frac{300\ \text{V}}{60\ \text{mA}} = 5\ \text{k}\Omega$$

D'où le rapport de transformation tel que :

$$m^2 = \frac{5000}{0,2}, \text{ d'où } m = 160$$

Réalisation.

L'auteur n'a pas poussé plus loin les calculs et a pris un ancien transfo alimentation filament (220 V, 6,3 V point milieu) dont on a gardé le primaire.

Sur ce primaire, on bobinera un enroulement qui devra donc fournir si on alimente le primaire en 220 V une tension de $\frac{220}{160} = 1{,}4$ V avec prise médiane.

A titre indicatif, on a dû bobiner 6 spires au total mais cela dépend bien entendu du primaire dont on dispose.

L'enroulement secondaire doit avoir une résistance pratiquement nulle. Il sera avantageusement réalisé en fil de 0,25 ou 0,35 mm émaillé. *Attention à la prise médiane qui doit être exactement au centre de l'enroulement.*

Tel quel ce montage fonctionne parfaitement et la qualité BF est plus que suffisante pour un émetteur d'amateur.

MODULATEURS EQUIPES DES TRANSISTORS AU SILICIUM BD181 - BD182 - BD183

Les trois modulateurs que nous décrivons ci-dessous ne diffèrent entre eux que par le type des transistors qui équipent l'étage de puissance proprement dit.

Ces modulateurs délivrent des puissances de 15 W, 25 W et 35 W sur une impédance de 8 Ω. Ils sont équipés respectivement des transistors de puissance BD181, BD182, BD183.

Description du schéma (fig. V-21).

La fonction préamplificative est assurée par le transistor à gain élevé TR_1. Cet étage assure aussi la stabilisation de la tension du point milieu H.

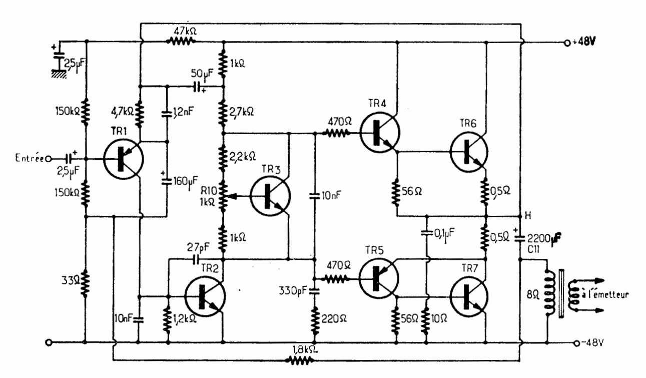


FIG. V-21

L'étage driver est composé de deux transistors à polarités inversées (PNP et NPN) capables de fournir, à partir d'un même signal, deux signaux en opposition de phase pour attaquer ensuite les deux transistors de puissance TR_5 et TR_7.

La stabilisation du courant de repos de TR_2 est obtenue par TR_3. Ce transistor, placé en parallèle sur une partie de la charge collecteur de TR_2 se comporte comme une résistance variable : sa résistance varie avec la

tension reçue par la base. Un potentiomètre R_{10} permet d'ajuster au départ son courant de repos.

L'étage final de puissance est équipé de deux transistors :

— 2 BD181 pour le modulateur de 15 W.

— 2 BD182 pour le modulateur de 25 W.

— 2 BD183 pour le modulateur de 35 W.

Ces transistors reçoivent sur leur base des courants issus de chacun des drivers, ces deux courants étant en opposition de phase comme nous l'avons vu. Les deux transistors fonctionnent en classe B et conduisant alternativement.

Quand TR_6 conduit, le courant traversant l'espace collecteur émetteur est dérivé de TR_7 qui ne conduit pas et charge le condensateur C_{11}.

Quand TR_7 conduit, TR_6 est bloqué : le condensateur chargé précédemment se décharge à travers l'espace collecteur-émetteur de TR_7.

Le primaire du transformateur de modulation placé en série avec C_{11} se trouvera donc parcouru par le courant résultant de la charge et de la décharge du condensateur C_{11}.

Le tableau ci-dessous indique les types de transistors utilisés selon les différents modèles.

Transistors	15 W	25 W	35 W
TR_1	BC 158 B	BC 158 B	BC 157
TR_2	BC 147 B	BD 137	BD 139
TR_3	BC 148	BC 148	BC 148
TR_4	BD 135	BD 137	BD 139
TR_5	BD 136	BD 138	BD 140
TR_6	BD 181	BD 182	BD 183
TR_7	BD 181	BD 182	BD 183

MODULATEUR 30-40 W (RIM)

Caractéristiques principales.

Puissance : 30 W en régime sinusoïdal.

Bande passante : 20 à 25 000 Hz à ± 1,5 dB.

Taux de distorsion : 1 % à 1 000 Hz pour une puissance de 30 W.

Impédance d'entrée : 1 MΩ.

Contrôle de tonalité : aiguës 28 dB à 2 kHz - graves : 32 dB à 30 dB.

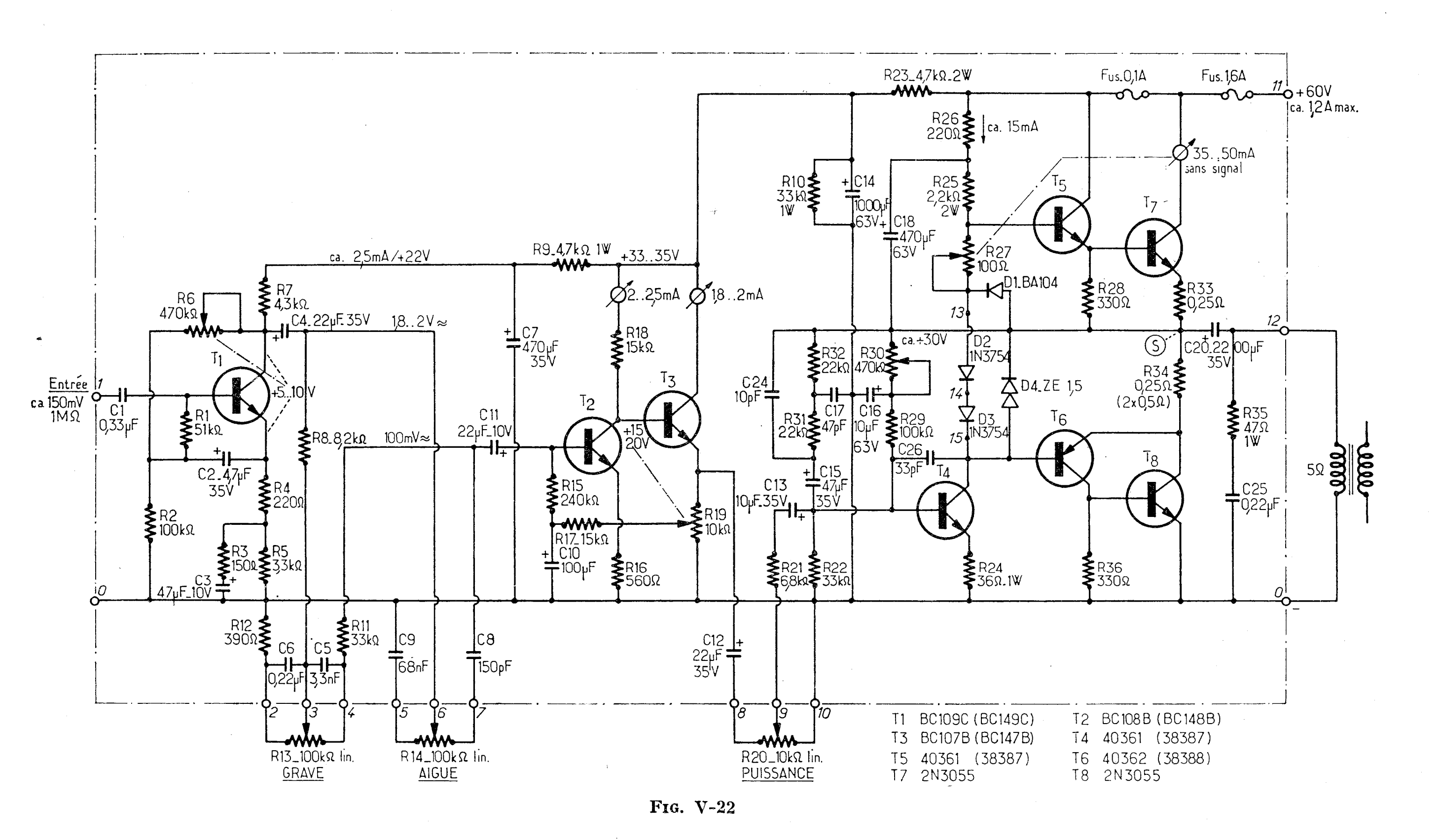
Impédance de sortie : 5 à 8 Ω.

Alimentation : 60 à 70 V - 1,2 A.

Etude du schéma.

Le schéma du module amplificateur est donné figure V-22. Tous les transistors utilisés sont au silicium.

L'étage d'entrée est équipé d'un transistor NPN BC109C. Le signal à amplifier est appliqué sur la base à travers un condensateur C_1 de 0,33 µF et une résistance de fuite R_1 de 51 kΩ. La polarisation de cette base est obtenue par une résistance ajustable R_6 de 470 kΩ et une résistance fixe de 100 kΩ R_2, de plus, R_6 est branchée sur le collecteur de T_1 et amène ainsi une contre-réaction



Entrée
ca 150mV
1MΩ
C1 0,33µF
R1 51kΩ
R2 100kΩ
R6 470kΩ
R7 4,3kΩ
T1
+5..10V
C2_47µF 35V
C3 47µF_10V
R3 150Ω
R4 220Ω
R5 3,3kΩ
R12 390Ω
C4_22µF 35V
ca. 2,5mA/+22V
18..2V≈
R8_8,2kΩ
100mV≈
C6 0,22µF
C5 3,3nF
R11 33kΩ
C9 68nF
C8 150pF
R13_100kΩ lin.
GRAVE
R14_100kΩ lin.
AIGUE
C7 470µF 35V
C11 22µF_10V
R9_4,7kΩ 1W
+33..35V
2..2,5mA
1,8..2mA
R18 15kΩ
T2
T3
+15 20V
R15 240kΩ
R17_15kΩ
C10 100µF
R16 560Ω
R19 10kΩ
C12 22µF 35V
R20_10kΩ lin.
PUISSANCE
C13 10µF_35V
R21 6,8kΩ
R22 33kΩ
C15 47µF 35V
C24 10pF
R31 22kΩ
R32 22kΩ
C17 47pF
C16 10µF 63V
R30 470kΩ
ca.+30V
R29 100kΩ
C26 33pF
T4
R24 36Ω_1W
R10 33kΩ 1W
C14 1000µF 63V
C18 470µF 63V
R23_4,7kΩ_2W
R26 220Ω
ca. 15mA
R25 2,2kΩ 2W
R27 100Ω
D1.BA104
D2 1N3754
D3 1N3754
D4.ZE 1,5
T5
T6
R28 330Ω
R36 330Ω
Fus.0,1A
Fus.1,6A
+60V
ca. 1,2A max.
35..50mA
sans signal
T7
T8
R33 0,25Ω
R34 0,25Ω (2x0,5Ω)
S
C20.2200µF 35V
R35 47Ω 1W
C25 0,22µF
5Ω
T1 BC109C (BC149C)
T2 BC108B (BC148B)
T3 BC107B (BC147B)
T4 40361 (38387)
T5 40361 (38387)
T6 40362 (38388)
T7 2N3055
T8 2N3055

Fig. V-22

en continu qui contribue à la stabilité thermique de l'étage. Le pont de polarisation est découplé vers l'émetteur par un condensateur de 4,7 µF.

Le circuit de l'émetteur se compose d'une résistance de 220 Ω, R_4, non découplée, d'une résistance de 3,3 kΩ découplée par un condensateur C_3 de 47 µF en série avec une résistance de 150 Ω, R_3.

La résistance de charge du collecteur de cet étage est une 4,3 kΩ, R_7. L'alimentation en positif de cet étage contient une cellule de filtrage composée d'une résistance de 4,7 kΩ, R_9, et un condensateur de découplage de 4,70 µF, C_7.

Le signal amplifié par T_1 attaque à travers un condensateur de liaison de 22 µF, C_4, le dispositif de contrôle des graves et des aiguës. Le potentiomètre pour le réglage des « graves » est un 100 kΩ linéaire R_{13} dont le curseur est relié à C_4 par une résistance de 8,2 kΩ, R_8. Une extrémité de ce potentiomètre est reliée à la masse par une résistance de 390 Ω, R_{12}, et au curseur par un condensateur de 0,22 µF, C_6. L'autre extrémité du potentiomètre, point chaud, est reliée au curseur par un condensateur de 3,3 nF, C_5 et par la résistance R_{11} de 33 kΩ au condensateur de liaison avec l'étage suivant C_{11} de 22 µF.

Le potentiomètre pour le réglage des « aiguës » est également un 100 kΩ linéaire ; le signal est appliqué directement de la sortie du condensateur C_4 au curseur. Une extrémité du potentiomètre est reliée à la masse à travers un condensateur de 68 nF, C_9, l'autre extrémité est reliée au condensateur de liaison C_{11}, à travers le condensateur C_8 de 150 pF.

L'étage suivant est composé de deux transistors NPN, un BC108B et un BC107B.

La polarisation de la base du BC108B est assurée à partir d'une résistance ajustable R_{19} de kΩ située dans le circuit émetteur du BC107 ; elle est transmise à travers une cellule de filtrage composée d'une résistance de 15 kΩ, R_{17}, du condensateur C_{10}, de 100 µF et une résistance de fuite de 240 kΩ, R_{15}. Le collecteur de ce transistor est chargé par une résistance de 15 kΩ. Le courant de collecteur doit être de 2 à 2,5 mA.

La liaison entre le collecteur de T_2 et la base de T_3 est directe ; ce dernier est monté en émetteur follower pour assurer l'adaptation d'impédance avec le reste du montage. Le collecteur est relié directement à la ligne + alimentation après une cellule de filtrage composée d'une résistance de 4,7 kΩ, R_{23}, et d'un condensateur de 1 000 µF, C_{14}.

De l'émetteur de T_3 le signal amplifié est envoyé au potentiomètre de puissance à travers un condensateur de 22 µF ; du curseur du potentiomètre, le signal est envoyé à travers une résistance de 6,8 kΩ, en série avec un condensateur de 10 µF, sur la base d'un transistor NPN 40361. Cette base est polarisée par la résistance R_{22} de 33 kΩ côté masse et côté + alimentation à la ligne médiane de l'alimentation du push-pull, à travers un circuit de contre-réaction en continu qui permet la stabilisation et le réglage de la tension. Ce réseau est formé d'une part de la résistance R_{29} de 100 kΩ en série avec la résistance ajustable R_{20} de 470 kΩ ; le point milieu de ces deux résistances est découplé à la masse par le condensateur C_{16} de 10 µF, d'autre part, du condensateur série C_{15} de 47 µF des résistances R_{31} et R_{32} de chacune 22 kΩ, le point de jonction de ces deux résistances est découplé par un condensateur de 47 pF C_{17}. Un condensateur de 10 pF C_{24} est branché en parallèle sur ces deux résistances. La résistance d'émetteur de T_4 est R_{24} d'une valeur de 36 Ω. Le circuit collecteur est composé de deux diodes en série D_2 et D_3 de type IN3754 d'une résistance ajustable de 100 Ω, R_{27}, et de la résistance R_{25} de 2,2 kΩ. Sur la ligne + alimentation, on trouve pour l'alimentation de cet étage une résistance de 220 Ω, R_{26}, découplée par un condensateur de 470 µF, C_{18}. La stabilisation de la tension du point milieu du push-pull est obtenue par la diode zener D_4 et par la diode D_1 l'ajustement de cette tension est obtenue en faisant varier la résistance ajustable R_{27}.

L'étage déphaseur est constitué par deux transistors complémentaires T_5 NPN de type 40361 et T_6, PNP de type 40362. Le collecteur de T_5 est directement relié au + alimentation, son émetteur est relié à la ligne médiane + 30 V à travers la résistance R_{28}, de 330 Ω.

De l'émetteur de T_5, le signal attaque en liaison directe le transistor de puissance de T_7 de type 2N3055 sur l'émetteur de ce dernier transistor on trouve une résistance de 0,25 Ω, R_{33}.

L'émetteur de T_6 est relié directement au collecteur de T_8 de type 2N3055, le collecteur est relié à la masse à travers une résistance de 330 Ω, R_{36}. Du collecteur de T_6, le signal est envoyé en liaison directe sur la base de T_8 ; dans le collecteur de ces derniers transistors on trouve une résistance de stabilisation de 0,25 Ω. Le signal est ensuite transmis au primaire du transformateur par un condensateur de 2 200 µF. L'étage de sortie est protégé par une résistance de 47 Ω, R_{35}, en série avec un condensateur de 0,22 µF.

MODULATEUR 80 W TOUT SILICIUM

Ce modulateur de 80 W efficaces de puissance nominale pouvant délivrer plus de 90 W efficaces en pointe, est disponible en kit chez Magnétic France. Il permet la modulation en amplitude d'un émetteur d'une puissance de 200 W.

La tension nécessaire pour obtenir 80 W est de 800 mV et l'impédance d'entrée de 20 kΩ.

Etude du schéma (fig. V-23).

On peut diviser cet amplificateur en 4 parties :

1° L'étage différentiel d'entrée.

2° L'amplificateur de puissance.

3° Les circuits de protection électronique.

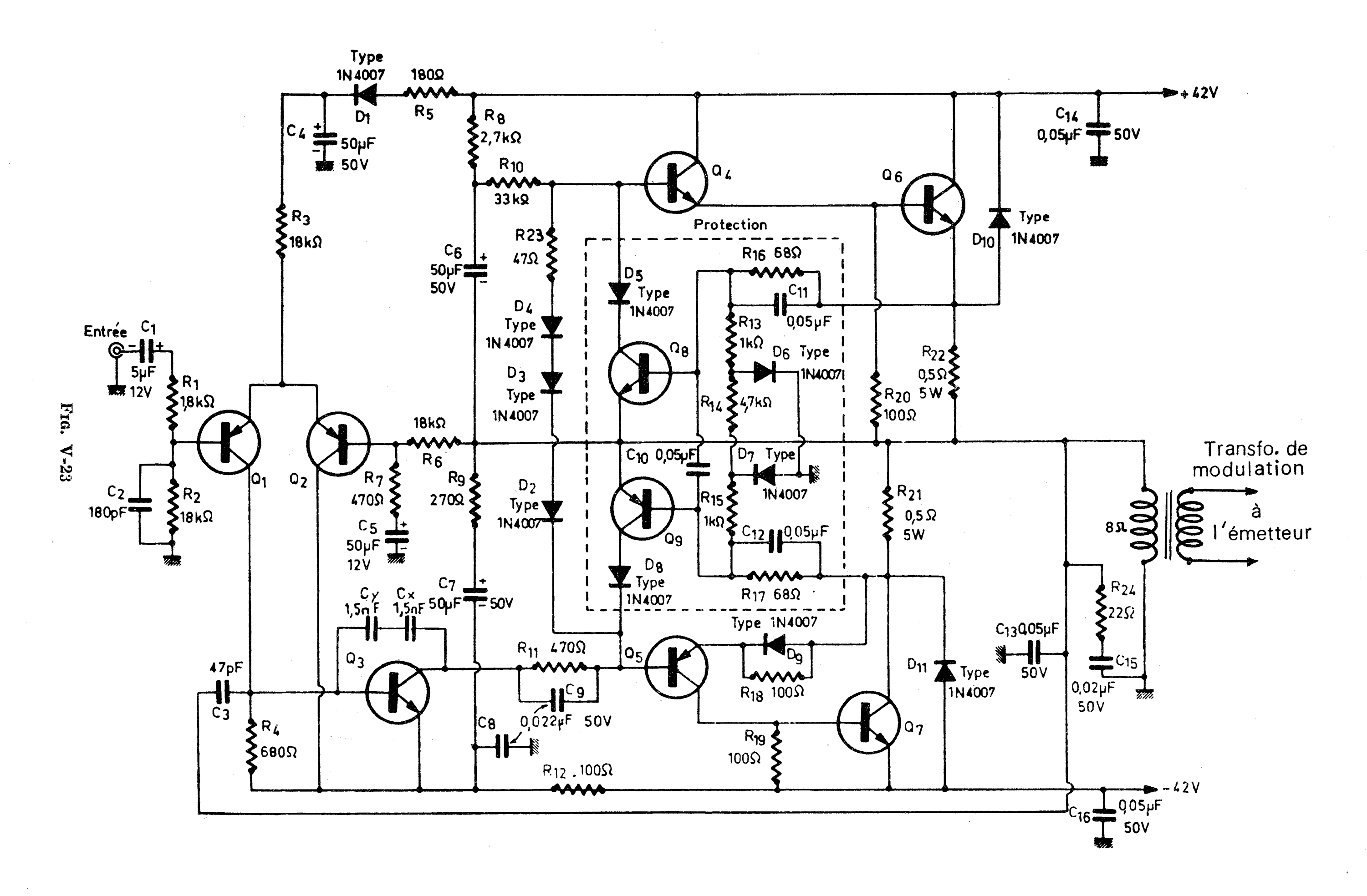
4° L'alimentation.

Etage différentiel d'entrée.

Le condensateur d'entrée C_1 est relié à la base du transistor Q_1 à travers une résistance R_1 de 1,8 kΩ. La base de Q_1 est polarisée à partir de la masse par R_2 (18 kΩ) découplée par un condensateur de 180 pF pour éviter tout accrochage. Il convient donc de remarquer immédiatement que Q_1 et Q_2 qui constituent l'étage différentiel d'entrée sont des PNP. Les émetteurs de Q_1 et Q_2 sont couplés et la contre-réaction principale est appliquée à la base de Q_2. Cette formule nettement différente de celle habituellement rencontrée est très intéressante, car elle permet de ne pas faire varier l'impédance d'entrée de Q_1 en cours de fonctionnement. Une légère contre-réaction est appliquée sur le collecteur de Q_1 par le condensateur C_3 (47 pF).

Amplificateur de puissance.

On remarquera que la base de Q_3 qui est le transistor d'entrée de l'amplificateur de puissance est raccordée directement au collecteur de Q_1. Le schéma de l'amplificateur de puissance devient alors très classique : l'émetteur de Q_3 est à la masse et le collecteur de ce transistor est relié sans condensateur aux bases des transistors complémentaires Q_4 et Q_5. Etant donnée la puissance de l'étage de sortie, la différence de potentiel entre les bases de ces deux transistors doit être assez élevée. Ceci est obtenu par la chute de tension dans R_{23} (47 Ω) et dans les trois diodes D_2, D_3 et D_4 montées en série. Classiquement, l'émetteur du transistor NPN



Transfo. de modulation
à l'émetteur
8Ω
+42V
-42V
Entrée
Protection
C1 5μF 12V
C2 180pF
R1 18kΩ
R2 18kΩ
R3 18kΩ
R4 680Ω
C3 47pF
Q1
Q2
Q3
Q4
Q5
Q6
Q7
Q8
Q9
C4 50μF 50V
D1 Type 1N4007
R5 180Ω
R6 18kΩ
R7 470Ω
C5 50μF 12V
C6 50μF 50V
C7 50μF 50V
R8 2,7kΩ
R9 270Ω
R10 33kΩ
R23 47Ω
D2 Type 1N4007
D3 Type 1N4007
D4 Type 1N4007
D5 Type 1N4007
D6 Type 1N4007
D7 Type 1N4007
D8 Type 1N4007
D9 Type 1N4007
D10 Type 1N4007
D11 Type 1N4007
Cx 1,5nF
Cy 1,5nF
C8
C9 0,022μF 50V
R11 470Ω
R12 100Ω
C10 0,05μF
C11 0,05μF
C12 0,05μF
R13 1kΩ
R14 47kΩ
R15 1kΩ
R16 68Ω
R17 68Ω
R18 100Ω
R19 100Ω
R20 100Ω
R21 0,5Ω 5W
R22 0,5Ω 5W
C13 0,05μF 50V
C14 0,05μF 50V
R24 22Ω
C15 0,02μF 50V
C16 0,05μF 50V

FIG. V-23

Q_4 est relié à la base de Q_6 et le collecteur du transistor PNP Q_5, à la base de Q_7.

Ce qui n'est pas classique, par contre, c'est la liaison avec le transformateur de modulation qui est directe alors que dans la majorité des cas, elle est faite à travers un condensateur de capacité élevée.

Cette formule exige une alimentation avec point milieu à la masse.

LES CIRCUITS DE PROTECTION ELECTRONIQUE

Ce modulateur travaille avec une tension de 84 V, les puissances mises en jeu sont importantes. Il est donc nécessaire d'abandonner les protections classiques par fusible (ou même plus perfectionnées pour alimentations limitées en courant) pour des dispositifs de protection et de disjonction électronique.

Les diodes D_{10} et D_{11} montées en parallèle sur Q_6 et Q_7 protègent ces transistors contre les tensions inverses qui peuvent être engendrées par l'enroulement du transformateur de modulation.

Le rôle de disjoncteur électronique est joué par les transistors Q_8 et Q_9. En fonctionnement normal ou au repos, ces deux transistors sont bloqués et la polarisation des bases des transistors Q_4 et Q_5 est obtenue par les ponts fournis par R_8, R_{10}, R_{23}, D_4, D_3, D_2, R_{11}, Q_3. Examinons le circuit de base de Q_6. La tension de base de ce transistor est déterminée par le pont R_{22}, R_{16}, R_{13}, D_6. Lorsque Q_6 est au repos, la tension aux bornes de R_{22} est nulle, donc la base de Q_8 est au potentiel de l'émetteur. Ce transistor est bloqué. Lorsque Q_6 débite normalement, la tension créée aux bornes de R_{22} n'est pas suffisante pour débloquer Q_8. Mais à partir d'un certain débit, Q_8 sera débloqué. La tension de polarisation de la base de Q_4 va diminuer très sensiblement, le débit de ce transistor va en conséquence diminuer. La tension aux bornes de R_{20} va descendre, donc la base de Q_6 sera moins polarisée et le débit de ce transistor diminuera. En cas de court-circuit accidentel, ce processus est exécuté en quelques nano-secondes de telle sorte que les transistors de puissance aussi bien que les transistors drivers sont efficacement protégés.

Alimentation (fig. V-24).

Un tel amplificateur exige une alimentation différente des alimentations classiques. L'amplificateur est alimenté sous 84 V avec le point milieu à la masse. Le secondaire du transformateur comporte donc un point milieu.

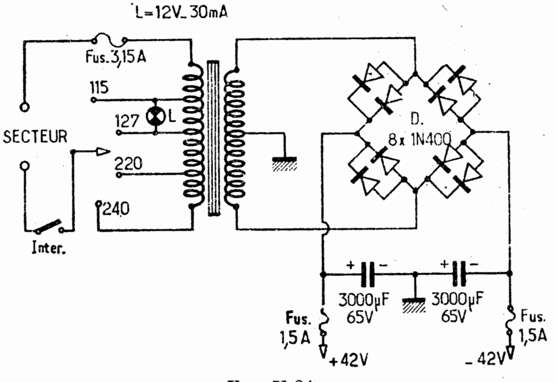


Fig. V-24

Le redressement est fait par un pont de diodes et le filtrage assuré par deux condensateurs en série. Comme on peut le voir sur le schéma de l'amplificateur, des découplages sont prévus pour l'alimentation de l'amplificateur différentiel et des étages intermédiaires.

Construction.

Le transformateur d'alimentation, dont le secondaire doit pouvoir débiter 2,5 A sous 60 V efficaces, est largement dimensionné. Les transistors Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, Q_5, Q_8 et Q_9 sont à monter, avec leurs composants satellites sur une plaquette en verre epoxy portant le circuit imprimé. Les diodes de protection et de polarisation sont également à monter sur cette plaquette. Ceci étant fait le câblage se résume pratiquement au branchement du transformateur et au raccordement des transistors de puissance. Ces deux derniers sont montés chacun sur un radiateur à ailettes en aluminium extrudé. Ces derniers peuvent paraître un peu juste, mais les transistors silicium supportent très bien de travailler à des températures élevées.

Nous avons dit que le redressement était fait par un pont de diodes. En fait, il n'y a pas 4 diodes mais 8 diodes puisque chaque diode est doublée.

Valeur des éléments de la fig. V-23.

R_1 = 1,8 kΩ ; R_2 = 18 kΩ ; R_3 = 18 kΩ ; R_4 = 680 kΩ ; R_5 = 180 kΩ ; R_6 = 18 kΩ ; R_7 = 470 Ω ; R_8 = 2,7 kΩ ; R_9 = 270 Ω ; R_{10} = 33 kΩ ; R_{11} = 470 kΩ ; R_{12} = 100 Ω ; R_{13} = 1 kΩ ; R_{14} = 4,7 kΩ ; R_{15} = 1 kΩ ; R_{16} = 68 Ω ; R_{17} = 68 Ω ; R_{18} = 100 Ω ; R_{19} = 100 Ω ; R_{20} = 100 Ω ; R_{21} = 0,5 Ω bob. ; R_{22} = 0,5 Ω bob. ; R_{23} = 47 Ω ; R_{24} = 22 Ω.

C_1 = 5 µF 10 V
C_2 = 180 pF
C_3 = 47 pF
C_4 = 50 µF 63 V
C_5 = 50 µF 63 V
C_3 = 50 µF 63 V
C_7 = 50 µF 63 V
C_8 = 22 nF
C_9 = 22 nF
C_{10} = 47 nF
C_{11} = 47 nF
C_{12} = 47 nF
C_{13} = 47 nF
C_{14} = 47 nF
C_{15} = 22 nF
C_{16} = 47 nF
C_X = 1 500 pF
C_Y = 1 500 pF
Q_1 = BC 116
Q_2 = BC 116
Q_3 = BC 144
Q_4 = BC 142
Q_5 = BC 143
Q_6 = 2N 3 055
Q_7 = 2N 3 055
Q_8 = BC 142
Q_9 = BC 143
Diodes :
D_1 à D_{11} = IN 4 007

MODULES SCIENTELEC POUR MODULATEURS DE 120 W

Scientelec, firme française, propose une gamme de modules câblés et réglés qui permettent de réaliser des modulateurs de toutes puissances avec amplificateurs, alimentations, etc.

Les modèles que nous décrivons ci-dessous permettent de réaliser des ensembles de très grosse puissance. Ils sont disponibles sous les références suivantes :

« SC 120N » : module de puissance

« SC 120A » : préamplificateur

« ALSP 4 » : alimentation

Prévus pour délivrer une puissance considérable, ils peuvent naturellement être utilisés comme modulateurs.

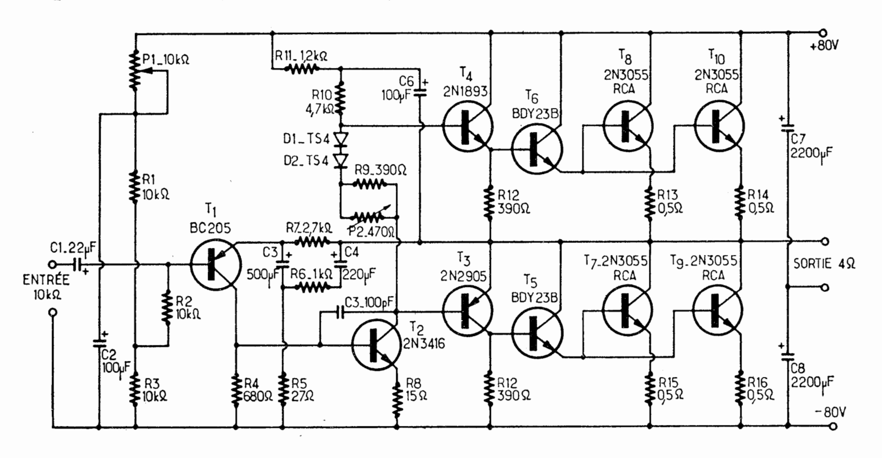
Le SC 120 W.

La figureV-25 nous donne le schéma de principe de ce circuit.

L'entrée s'effectue à travers un condensateur chimique de 22 µF. Le signal est appliqué à la base de T_1, transistor monté en émetteur commun. Le BC 205 est polarisé par les résistances R_1, R_2 et R_3, et par le potentiomètre de 10 kΩ, P_1, qui permet d'ajuster le point de fonctionnement. La résistance R_2 (10 kΩ) sert à élever l'impédance d'entrée.

La résistance de charge de collecteur est de 680 Ω. L'ensemble R_5, R_6, R_7 - C_3, C_4 constitue un filtre qui favorise le passage des fréquences élevées. L'émetteur du premier transistor est relié par l'intermédiaire d'une résistance de 2,7 kΩ au point milieu de l'étage de puissance.

Un second transistor, T_2, est attaqué directement par la sortie de T_1. Une résistance de 15 Ω dans l'émetteur assure la stabilisation à la température. Une contre-réaction est placée entre le collecteur et la base par C_5 de 100 pF. Ce transistor attaque directement la paire complémentaire constituée par T_3 (2N2905) et T_4 (2N1893).



La polarisation de ces deux étages est réalisée par deux diodes (D_1 et D_2) et deux résistances (R_{10} et R_{11}). L'ajustage final se fait au moyen d'un potentiomètre P_2 de 470 Ω, placé en parallèle avec la résistance R_9 de 390 Ω. Il est à noter que cet ensemble de polarisation sert également de charge pour T_2, sur le collecteur. Le signal d'attaque des étages de puissance est recueilli en opposition de phase, sur les résistances R_{12} de 390 Ω. La liaison entre les transistors T_3-T_4 et T_5-T_6 se fait directement. Les deux derniers éléments sont à collecteur commun, la sortie se faisant sur l'émetteur.

Nous trouvons enfin quatre transistors de puissance du type 2N3055 qui sont montés en parallèle deux à deux, pour former un push-pull.

La sortie est particulière. Elle possède en effet un avantage fort intéressant : grâce aux deux condensateurs C_7 et C_8 de 2 200 µF, on diminue de deux fois et demie la commutation. Chacun d'eux se charge en effet à son tour, lorsque le signal s'inverse en sortie, sur la charge, (primaire du transformateur de modulation). Cette particularité est donc importante, puisqu'il s'agit de travailler avec de très grosses puissances.

Ce module est monté sur circuit imprimé, fixé lui-même sur châssis métallique. Deux radiateurs supportent les transistors de puissance. Un

refroidissement plus que suffisant sera assuré grâce à la masse importante formée par l'ensemble châssis-radiateur. L'enroulement est de 24 × 9 × 9 cm.

Caractéristiques de l'amplificateur.

— Puissance nominale max. = 120 W.
— Impédance de charge (sortie) = 4 Ω.
— Impédance d'entrée = 10 kΩ.
— Sensibilité d'entrée = 1V.
— Bande passante à 120 W = 20 Hz à 20 kHz à 0,5 dB.
— Bruit de fond = — 100 dB.
— Distorsion maximum = 0,1 %.
— Temps de montée = 2 µs.
— Facteur d'amortissement = 90.
— Tension d'alimentation = 80 V.
— Dimensions = 24 × 9 × 9 cm.

MODULATEUR 20 W

Ce modulateur, en technique complémentaire, utilise les transistors 2N4919 et 2N4922 de Motorola.

La description du circuit.

L'amplificateur : Les amplificateurs BF modernes utilisent des schémas apparemment simples, mais l'explication de leur fonctionnement devient plus compliquée. En outre, la modification de la valeur d'un élément entraîne des répercussions sur plusieurs étages.

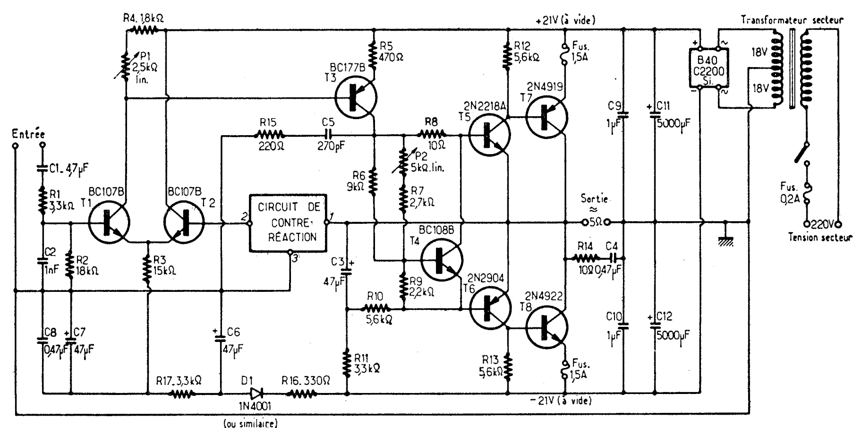


Fig. V-26

Comme il apparaît dans le circuit de la figure V-26, l'amplificateur se compose, dans l'étage d'entrée, d'un circuit différentiel équipé des transistors T_1 et T_2. Le signal d'entrée est transmis au transistor T_1 par l'intermédiaire d'un filtre passe-bas RC qui supprime les fréquences au-dessus de la gamme audible afin d'éviter les commandes indésirables de l'amplificateur qui est à bande très large. Le transistor T_2 est connecté avec la sortie de l'amplicateur à travers un réseau de contre-réaction.

A l'étage d'entrée se trouve relié un autre étage amplificateur (transistor T_3 en montage émetteur à la masse) qui est muni d'une légère contre-réaction par le moyen de la résistance d'émetteur R_5.

L'étage suivant driver, équipé des transistors T_5 et T_6, produit la puissance nécessaire pour l'attaque de l'étage final.

L'étage final, avec les transistors T_7 et T_8, de même que l'étage driver qui est placé devant, sont réalisés sous la forme d'un circuit push-pull avec des transistors complémentaires. L'amplification de tension de ces deux étages est fixée, par une forte contre-réaction, à l'unité.

Le point de travail de l'étage final est déterminée par une tension continue qui est chutée sur le transistor T_4, et qui peut être réglée à l'aide du potentiomètre P_2. La courbe caractéristique du potentiomètre linéaire est modifiée par l'emploi des résistances R_6 et R_7, de façon à faciliter le réglage du point de travail.

Avec le potentiomètre P_1, la valeur moyenne de la tension continue de sortie est réglée sur zéro.

Une fois réglé, le point de travail demeure indépendant de la température ambiante conservant une valeur constante, à condition que les transistors T_4, T_5 et T_6 aient des caractéristiques de température identiques. Cette exigence est satisfaite par les transistors qui ont été produits selon une même technologie et dans le même matériau.

En outre, le point de travail demeure indépendant de la tension d'attaque de l'amplificateur aussi longtemps que les températures de jonction de ces trois transistors sont les mêmes. Ceci explique pourquoi il n'est pas permis que la dissipation de puissance se produisant dans les transistors T_5 et T_6 soit élevée. Cela limite également la puissance admissible maximale de l'amplificateur. Dans le cas du circuit de la figure V-26, c'est la puissance de sortie de 20 W (commande sinusoïdale) qui représente la valeur maximale la plus avantageuse.

Tous les étages ont un couplage en continu pour éviter toute tendance à l'auto-excitation dans les fréquences basses. En outre, une courbe caractéristique de fréquence, dans le cas des fréquences élevées est réalisée à l'aide des réseaux de compensation composés de C_4, R_{14} de même que C_5 et de R_{15}. Ils éliminent les problèmes de stabilité même lorsque l'ensemble de l'amplificateur est soumis à une faible contre-réaction.

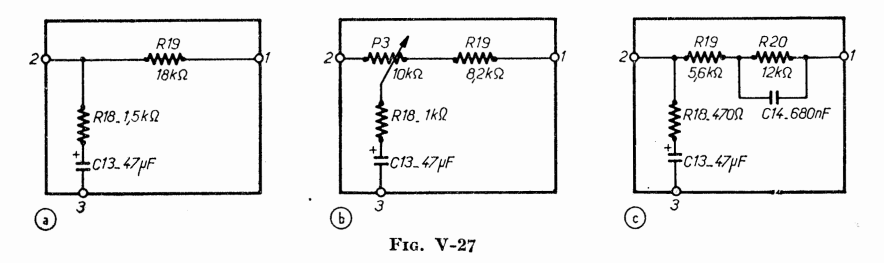


FIG. V-27

La contre-réaction : Le gain et la courbe caractéristique de l'ensemble amplificateur sont déterminés par le circuit de contre-réaction qui est inséré entre la sortie et la base du transistor T_2. La figure V-27 représente trois réseaux de contre-réaction présentant les propriétés suivantes :

a) Courbe caractéristique linéaire avec amplification de tension fixe ;

b) Courbe caractéristique linéaire avec amplification de tension réglable ;

c) Accentuation des fréquences basses, avec amplification de tension fixe, dans la partie plate de la courbe d'amplification.

Ces trois circuits produisent une atténuation dans l'amplification des fréquences les plus basses situées en-dessous de la gamme audible, et s'étendant jusqu'à un gain de tension de valeur unité à la fréquence zéro (amplification de la tension continue).

L'alimentation : L'alimentation est fournie à l'amplificateur par le secteur. Elle se compose d'un transformateur à prise médiane et d'un redresseur GL du type Graetz (fig. V-26). Pour le filtrage, deux condensateurs de charge (C_9, C_{10}) sont utilisés.

Une attention particulière est à consacrer à la production de la tension d'alimentation négative destinée à l'étage différentiel d'entrée. Cette tension est obtenue par le redressement à une alternance (D_1) à partir de la tension d'alimentation négative de l'amplificateur final. Elle est filtrée à nouveau par R_{17} et C_7. Ce circuit relativement onéreux est nécessaire pour éviter en toute sécurité des couplages indésirables et l'injection des ondulations résiduelles.

Les composants.

R_3... R_{20} : résistances agglomérées au carbone, 1/4 W ; P_1... P_3 : potentiomètres ajustables, 1/4 W ; C_1, C_2, C_4, C_8... C_{10}, C_{14} : condensateurs polystyrène de 63 V ; C_3, C_6, C_7, C_{11}... C_{13} : condensateurs chimiques 30/35 V ; C_5 : condensateur céramique.

Il est indispensable de consacrer un soin particulier au montage des transistors de l'étage final où la puissance dissipée à évacuer est considérable. Le circuit électrique a été dimensionné de façon à pouvoir relier les deux transistors finaux entre eux sur leur collecteur. Cet arrangement permet de disposer les deux transistors sur un même radiateur commun sans intercaler des pièces isolantes. Il en résulte que le radiateur se trouve au même potentiel que la sortie de l'amplificateur ; par conséquent, on ne peut pas le mettre à la masse.

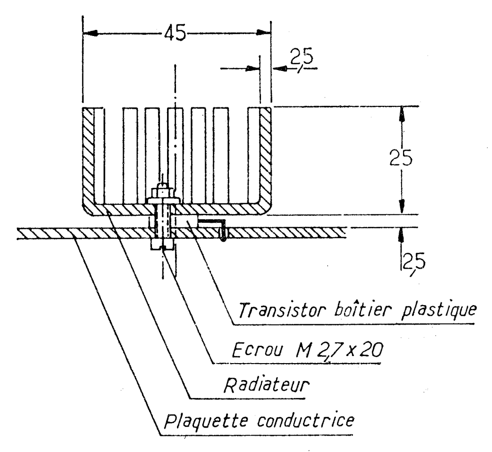


FIG. V-28

Comme il apparaît en figure V-28, on peut placer les transistors finaux de type plastique, avec la tôle du collecteur dirigée vers le radiateur, entre la plaquette en bakélite du circuit imprimé et le radiateur. On n'a besoin que de deux écrous pour la fixation. Les radiateurs appropriés sont diffusés dans le commerce spécialisé sous formes différentes. Dans le proto-

type, le réalisateur a utilisé des radiateurs en cuivre noirci du type indiqué en figure V-28 parce que cette forme constructive présente des dimensions mécaniques relativement réduites tout en offrant une bonne résistance thermique. Disposer la platine de l'amplificateur dans le boîtier de façon à permettre la meilleure circulation d'air possible au-dessus du radiateur.

MODULATEUR 50 W A TRANSISTORS AU SILICIUM

Parmi les schémas préconisés par le constructeur américain RCA pour l'utilisation des semi-conducteurs qu'il produit, il en est un particulièrement intéressant, qui utilise exclusivement des transistors au silicium. C'est un amplificateur à six transistors, capable de délivrer une cinquantaine de watts sur une charge comprise entre 2,5 et 5 Ω. Tous les éléments constitutifs nécessaires sont disponibles, et le plan de câblage donné plus bas n'a qu'une valeur d'indication. Les amateurs ont tout loisir de monter l'amplificateur de la manière qui leur convient le mieux. Il sera cependant nécessaire de respecter les dimensions minimales des transistors de puissance et du transistor driver. L'alimentation de l'amplificateur s'effectue sous 50 V de préférence régulés.

Le schéma.

Le schéma de principe de l'amplificateur est représenté figure V-29.

On trouve à l'entrée un transistor amplificateur de tension 2N3053, polarisé par des résistances de base de 22 kΩ et 1,8 kΩ, disposées entre lignes positive et négative. Le signal est appliqué sur la base par un condensateur électrochimique de 25 μF. La résistance d'émetteur du transistor est de 180 Ω ; ce même émetteur reçoit les tensions de contre-réaction prélevées sur l'étage de sortie de l'amplificateur, après le condensateur électrochimique assurant la liaison du haut-parleur. Le taux de contre-réaction est ainsi de 10 dB, à cause de la résistance de valeur plus forte (1 kΩ) que celle préconisée par RCA (510 Ω). La stabilité de l'amplificateur s'en trouve améliorée. Du collecteur du premier transistor 2N3053, le signal est transmis par un condensateur de 25 μF à la base du transistor déphaseur également

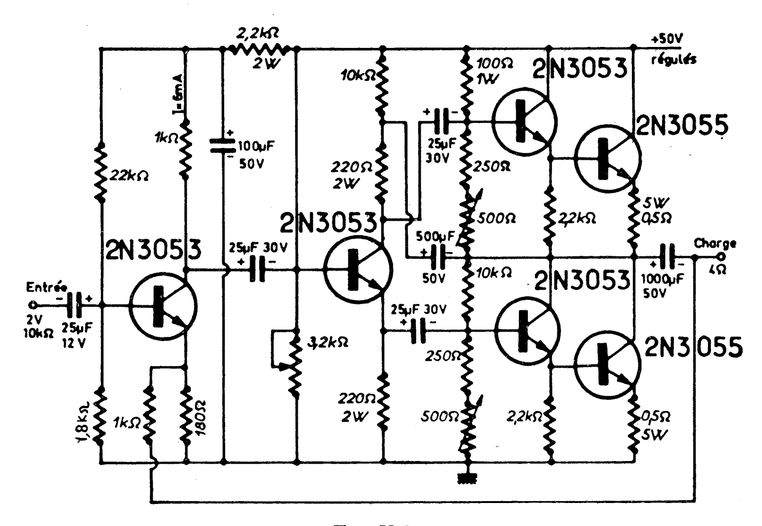


Fig. V-29

2N3053. La polarisation de ce dernier est assurée par la résistance de 10 kΩ et le potentiomètre de 3,2 kΩ. RCA préconise ici une résistance de 2 kΩ, mais l'emploi du potentiomètre permet un réglage plus précis de l'étage. Les charges de collecteur et d'émetteur sont égales (220 Ω) ,de façon à assurer la parfaite similitude des signaux appliqués à l'étage de sortie ; ces signaux sont donc identiques mais déphasés de 180° l'un par rapport à l'autre. Deux condensateurs électrochimiques de 25 µF transmettent ces signaux aux transistors d'attaque du push-pull final. Ces transistors, toujours des 2N3053, relèvent les niveaux des deux signaux en opposition de phase. L'étage de sortie proprement dit est du type push-pull série, sans transformateur. Les transistors 2N3055 sont des NPN particulièrement robustes, pouvant parfaitement résister à des surcharges importantes. Le montage sur des radiateurs de grandes dimensions, en aluminium noirci, garantit un fonctionnement stable, même à des températures ambiantes élevées.

Les performances et caractéristiques de ce modulateur sont les suivantes :

— Alimentation : 50 V, régulée 0,5 %.

— I total repos : 250/300 mA.

— I total à P max. : 1,5 à 2 A.

— 1er étage BF : E_c = 32 V, I_c = 6 mA.

— Déphaseur : E_c = 50 V, I_c = 30 mA.

— Driver (étage d'attaque) : 3 mA au repos et 40 mA à P max. pour E_c = 50/2 = 25 V.

— Charge de sortie :

R = 1,9 Ω, I = 2 A, P = 43 W eff.

R = 2,5 Ω, I = 2 A, P = 48 W eff.

R = 4,3 Ω, I = 1,5 A, P = 46 W eff.

R = 6 Ω, I = 1,2 A, P = 37 W eff.

La charge optimale est comprise entre 2,5 Ω et 5 Ω.

— Distorsion : moins de 1 % à 20 W.

— Sortie max. : 100 W crête à crête.

I_c max. = 15 A.

P_c = 115 W.

R_{sat} = 0,275 Ω.

T_j max. = 200 °C.

UN MODULATEUR DE 60 W MODULES

Le circuit amplificateur proposé figure V-30 est réalisé autour *de transistors de puissance montés en darlington* et fabriqués par la Sté Motorola.

Le gain en courant de ce dernier étage est donc relativement important, puisque dans un montage de ce genre, le gain en courant β (h_{fe}) est égal au produit des gains de chaque transistor : $\beta_{Total} = \beta_1 \times \beta_2$.

Les transistors de sortie étant complémentaires, on a ainsi pu simplifier le schéma en supprimant les transistors déphaseurs.

La modulation est transmise à la base du transistor d'entrée Q_1 par un condensateur chimique de 1 µF.

La polarisation de la base est assurée par un pont de résistances ; dans la branche supérieure avec deux résistances série R_3/39 kΩ et R_2/82 kΩ découplés par le condensateur C_2,5 µF et dans la branche inférieure par la résistance R_1/150 kΩ.

La charge collecteur est de 1,8 kΩ, celui-ci en liaison continue avec l'étage suivant, transistor Q_2 du type PNP.

L'émetteur Q_1 est polarisé par la résistance de contre-réaction R_6/5,6 kΩ reliée au point milieu de l'étage de sortie, c'est-à-dire à un potentiel de 1/2 U.

Notons également dans cet émetteur le réseau RC, composé de R_4 et C_3/100 µF ayant pour rôle de limiter la bande passante du circuit.

Le transistor Q_2 comme le premier étage Q_1 est monté en émetteur commun. Un condensateur C_4/50 pF shunte base et collecteur, limitant la bande passante aux fréquences audibles et évitant les risques d'accrochage HF.

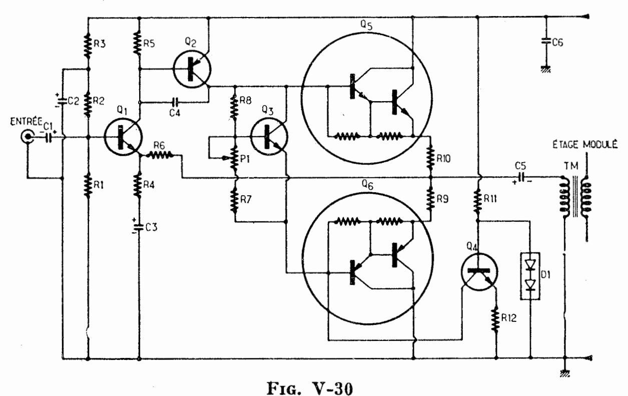


Fig. V-30

Le collecteur de Q_2 est en liaison continue avec le transistor darlington de sortie Q_5.

Quant au transistor Q_3, il remplace le traditionnel réseau de diodes qui permet le décalage constant de la polarisation des bases des transistors déphaseurs, décalage égal à $n \times x$ V (n étant le nombre de diodes utilisées).

Le transistor Q_3 va servir à régler le courant de repos des transistors de sortie Q_5 et Q_6, par polarisation de sa base à l'aide du potentiomètre P_1/1 kΩ. Ce courant de repos est déterminé à une valeur de 20 mA, ce qui permet un bon raccordement des deux alternances et réduit au maximum la distorsion.

La base de Q_6 est reliée à une source de courant composée du transistor Q_4 et de la diode D_1. Cette diode est assez spéciale puisque dans un même boîtier sont encapsulés deux éléments redresseurs en série.

La liaison amplificateur-émetteur, si cet appareil doit servir de modulateur, s'effectue par un transformateur spécial.

Si on désire en faire les essais sur haut-parleur, ou l'utiliser en sonorisation, la charge optimum est de 4 Ω.

Valeurs à utiliser.

C_1 = 1 µF - 40 V
C_2 = 5 µF - 60 V
C_3 = 100 µF - 40 V
C_4 = 50 pF
C_5 = 2 500 µF - 65 V
C_6 = 100 nF - 100 V

P_1 = 1 kΩ linéaire
Q_1 = Q_4 = MPSA 06
Q_2 = MPSA 56
Q_3 = MJE 520
Q_5 = MJ 3001
Q_6 = MJ 2501

D_1 = MZ2361
R_1 = 150 kΩ
R_2 = 82 kΩ
R_3 = 39 kΩ
R_4 = 330 Ω
R_5 = 1,8 kΩ

$R_6 = 5{,}6\ k\Omega$ $R_8 = 2{,}7\ k\Omega$ $R_{11} = 56\ k\Omega$

$R_7 = 1{,}2\ k\Omega$ $R_9 = R_{10} = 0{,}39\ \Omega$ $R_{12} = 120\ \Omega$

La seule précaution à prendre est de s'approvisionner pour Q_5 et Q_6 en transistors apairés, chose qui se vérifie par la tension à la jonction R_9-R_{10} qui doit être rigoureusement égale par rapport à la ligne plus, comme à la ligne moins.

Une seule mise au point est nécessaire : ajuster P_1 pour un débit de 20 mA au repos, ce courant étant mesuré entre la ligne plus et le collecteur déssoudé provisoirement de Q_5.

La tension d'alimentation nécessaire est de 56 V. Elle peut être fournie par un transformateur de 40 V, associé à un pont redresseur Soral de 2 A. Suivi d'un condensateur de 2 000 à 5 000 μF, selon un schéma très classique.

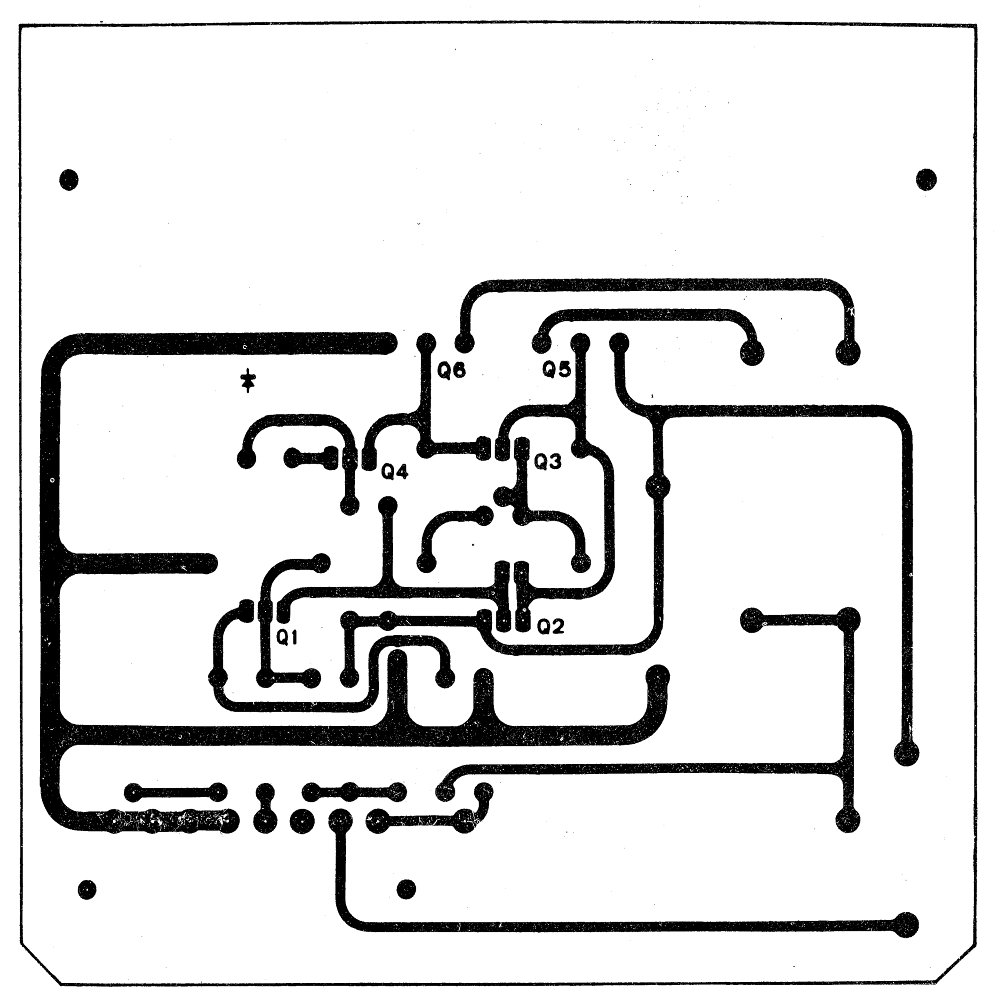


Fig. V-31

Le circuit imprimé et le plan d'implantation sont représentés figures V-31 et V-32 en grandeur naturelle.

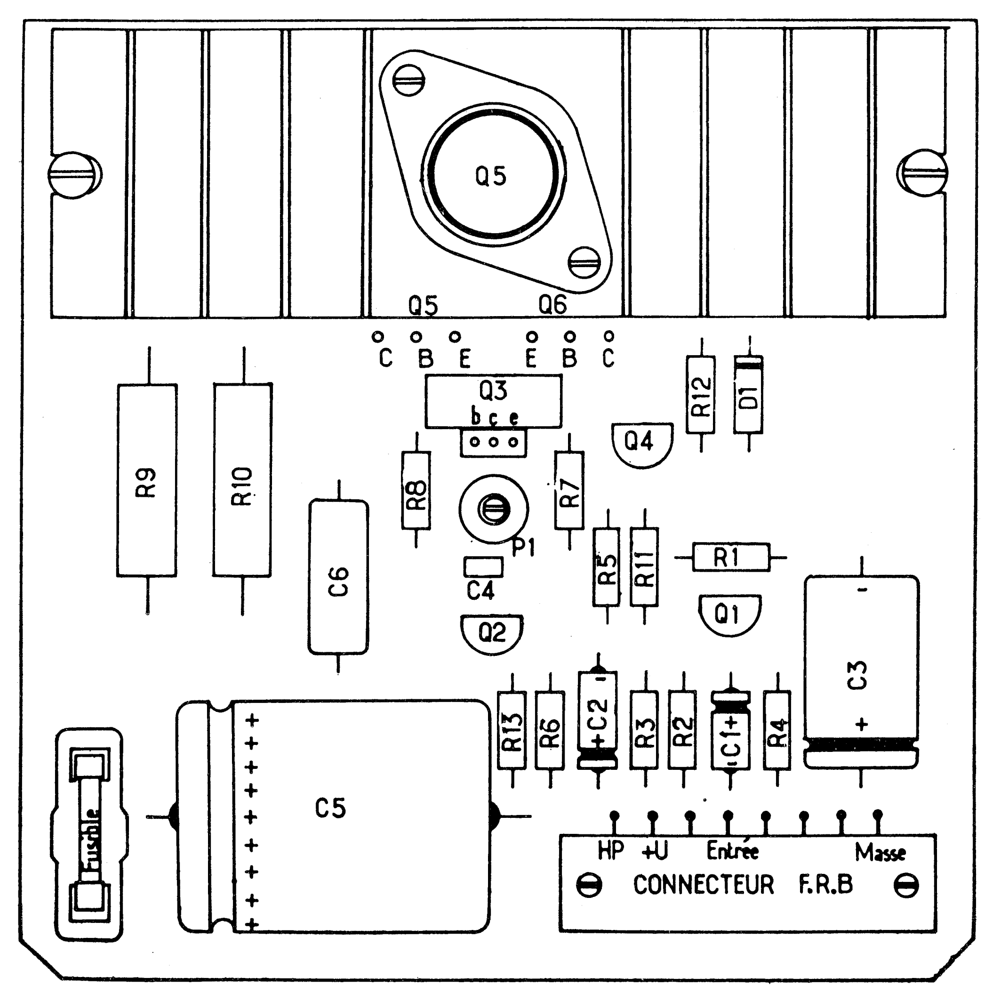


FIG. V-32

MODULATEUR DE GRANDE PUISSANCE (100 W) A FAIBLE DISTORSION

Il s'agit d'une réalisation de la maison RIM de Munich actuellement disponible en France.

Présenté sous la forme d'un module compact composé d'un radiateur et d'un circuit imprimé assemblés, cet amplificateur destiné à être intégré dans un ensemble comportant des préamplificateurs et une alimentation, peut faire un excellent modulateur.

Les dimensions de ce bloc sont 300 × 130 × 115 mm (alimentation non comprise).

Caractéristiques électriques.

— Puissance de sortie : 100 W sur 4 ohms.
— Distorsion : $\leqslant$ 1 % à 1 000 Hz.
— Bande passante : 20 ... 20 000 Hz $\pm$ 0,5 dB.
— Réglage à l'entrée du module : 70 mV sur 500 kΩ.
— Réglage de tonalité : $\pm$ 20 dB à 12,5 kHz ; $\pm$ 20 dB à 25 Hz.
— Rapport signal/bruit : $\geqslant$ 60 dB.
— Impédance de sortie : 4 ohms minimum... 16 ohms.
— Intensité de pointe de l'étage final : 9 A.
— Alimentation : + 42 V 2,5 A et — 42 V 2,5 A.
— Transistors : 13 au silicium.

Le préamplificateur fig. V-33.

Le premier étage de préamplification est monté en abaisseur d'impédance émettodyne. De part la contre-réaction à travers C_2 et C_3 l'impédance d'entrée est relevée à 500 kΩ environ.

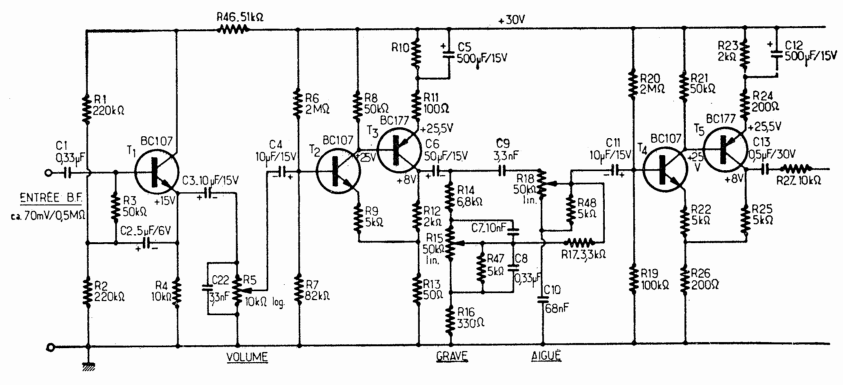


FIG. V-33

Le réglage de volume est obtenu par manœuvre de R_5.

Les étages suivants sont équipés de transistors complémentaires (T_2 et T_3) et le gain, très élevé, près de 200, est réduit à 20 par la résistance commune de couplage R_{13}.

Un correcteur Baxendall suit : circuit classique et très efficace.

Deux autres étages avec transistors complémentaires (T_4 et T_5) compensent la perte due au correcteur de tonalité et apportent le gain nécessaire à l'attaque de la partie « puissance ».

Remarquons que tous les étages précédents (T_1 et T_5) comportent tous un circuit de contre-réaction élevée pour minimiser les distorsions de fréquence et qu'ils sont alimentés à partir du + 42 V à travers un transistor régulateur T_6 commandé par une diode zener D_1 (fig. V-34). La tension d'alimentation des préamplificateurs reste ainsi stable à 30 V et il n'y a pas de distorsion d'amplitude en fonction de la puissance de sortie, pas de risque d'oscillation à très basse fréquence en régime grande puissance. Tous ces transistors sont universellement répandus.

L'amplificateur (fig. V-34).

L'amplificateur proprement dit compte sept transistors au silicium RCA courants en France (T_7 à T_{13}).

Toutes les liaisons sont du type à courant continu.

La faible distorsion (moins de 1 % à 100 W) et la linéarité en fréquence sont obtenues par une contre-réaction globale entrée/sortie à travers C_{16} et R_{32}.

L'utilisation d'une alimentation de deux fois 42 V permet d'éviter un gros condensateur d'isolement entre le haut-parleur et l'amplificateur et la réponse aux basses fréquences n'en est que meilleure (l'appel de courant n'est pas limité à la charge du condensateur).

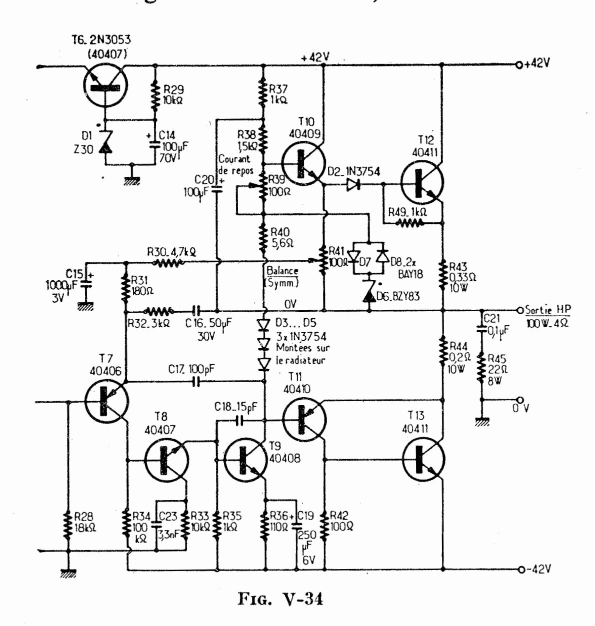


Fig. V-34

R_{41} permet d'équilibrer le montage avec une précision supérieure à 0,1 V.

Le courant de repos est ajusté par R_{39} à 50 mA.

Les diodes D_3 à D_5 sont montées sur le radiateur et assurent la stabilisation thermique du montage.

Dès que l'intensité à travers R_{43} et R_{44} dépasse 9 ampères la combinaison de diodes D_6, D_7, D_8 devient conductrice, la tension sur les bases des transistors T_{10} et T_{11} tend vers zéro empêchant T_{12} et T_{13} couplés directement à T_{10} et T_{11} de conduire au-delà de 9 A. Cette protection évite les accidents par surexcitation de l'amplificateur, mais n'exclut pas les détériorations par court-circuit permanent de la sortie.

L'alimentation.

L'alimentation est calculée pour délivrer + 42 V et — 42 V 2,5 A en service continu. La charge des condensateurs de filtrage permet des appels transitoires à 9 A. Le schéma (fig. V-35) est classique : redressement double alternance avec point milieu (0 V) à la masse.

Le circuit proposé n'est pas régulé d'où une grande simplicité et l'économie de transistors de puissance.

L'absence de régulation générale est compensée par la régulation de la tension d'alimentation des préamplificateurs déjà mentionnée et par l'utilisation de composants à faible résistance : redresseurs au silicium, filtrage et protection par résistances bobinées de 0,1 ohm, transformateur bien dimensionné.

Le rapport signal/bruit atteint ainsi ⩾ 60 dB, ce qui est remarquable pour un tel montage.

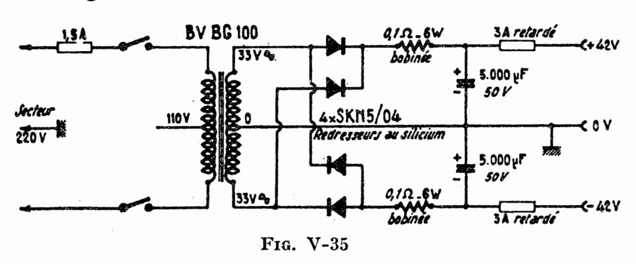


Fig. V-35

Mise au point.

Les réglages doivent être effectués au repos, c'est-à-dire quand l'amplificateur est branché mais qu'aucun signal n'est appliqué à l'entrée.

La mesure du courant de repos du collecteur du transistor T_{12} est obtenue en intercalant entre le collecteur et l'alimentation + 42 V un milliampèremètre de déviation totale entre 50 et 250 mA.

On règle R_{39} pour obtenir un courant d'environ 50 mA.

La symétrie électrique du montage est déterminée par R_{41} qui doit être manœuvré jusqu'à ce qu'un voltmètre continu branché entre la borne HP et la masse indique 0 V.

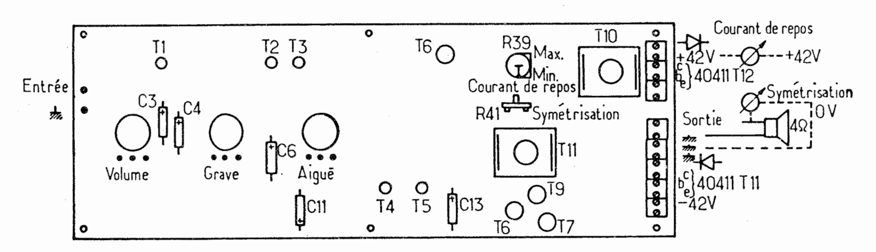


Fig. V-36

Ces résistances ajustables et les points de mesure sont repérés sur la figure V-36.

Les débits étant corrects on vérifie si les tensions indiquées sur le schéma sont respectées. Un voltmètre de résistance interne 20 kΩ/V a été employé à l'origine.

Recommandations importantes.

Le constructeur donne quelques recommandations et nous ne pouvons qu'inviter l'amateur à les suivre scrupuleusement :

— La tension d'alimentation ne doit jamais dépasser 42 V ;

— Respecter les polarités ;

— L'impédance de la charge ne doit jamais être inférieure à 4 ohms. Elle peut être plus élevée (jusqu'à 16 ohms), mais, dans ce cas, la puissance de sortie est nettement inférieure aux 100 W obtenus avec 4 ohms ;

— Ne jamais court-circuiter la sortie (risque de claquage des transistors de puissance) ;

— Le module doit être installé dans un coffret ou un rack suffisamment ventilé. Une soufflerie tangentielle est recommandée. En l'absence de ventilation forcée, le radiateur doit être extérieur au coffret.

Si le travail est soigneusement effectué, si la mise au point correspond aux indications données cet amplificateur fonctionnera sans problème et fournira *vraiment* les 100 W annoncés.

PREAMPLIFICATEURS

Un préamplificateur est souvent nécessaire pour attaquer un amplificateur principal. Ce dernier, pour fonctionner avec le minimum de distorsion a besoin d'une tension d'entrée de l'ordre de 1 V. Or, la source sonore, microphone, magnétophone, ne fournit qu'une tension insuffisante, de l'ordre de quelques millivolts.

Le transistor est surtout utilisé comme amplificateur de puissance et de courant. Mais il peut également être employé comme amplificateur de tension. Ses petites dimensions, l'absence de tension de chauffage, l'absence de microphonie propre, le rendent idéal pour l'utilisation dans les préamplificateurs.

Préamplificateur pour microphone à basse impédance.

La figure V-37 représente un préamplificateur équipé d'un AC125 et alimenté par une pile de 6 V. Il convient pour une source à basse impédance telle qu'un microphone. Le montage est avec base à la masse que réalise le condensateur de 8 µF. Ce mode de fonctionnement donne un gain en tension et assure une meilleure adaptation avec l'impédance d'entrée élevée d'un amplificateur à lampes. Avec une tension d'entrée de 16 mV eff., la tension de sortie est d'environ 1 V.

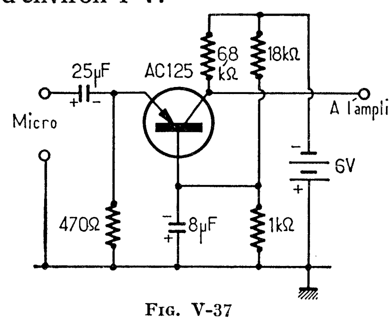


Fig. V-37

Préamplificateur mélangeur pour microphones dynamiques à faible impédance.

Le circuit de la figure V-38 est prévu exclusivement pour les microphones dynamiques à faible impédance d'entrée. Si l'on veut utiliser des microphones à cristal, il est nécessaire de prévoir un transformateur d'entrée. Le niveau élevé de ces derniers toutefois surcharge le circuit et provoque des distorsions sur les signaux forts.

Si le préamplificateur est exclusivement utilisé pour la parole, les condensateurs C_4, C_6, C_{10} peuvent être supprimés.

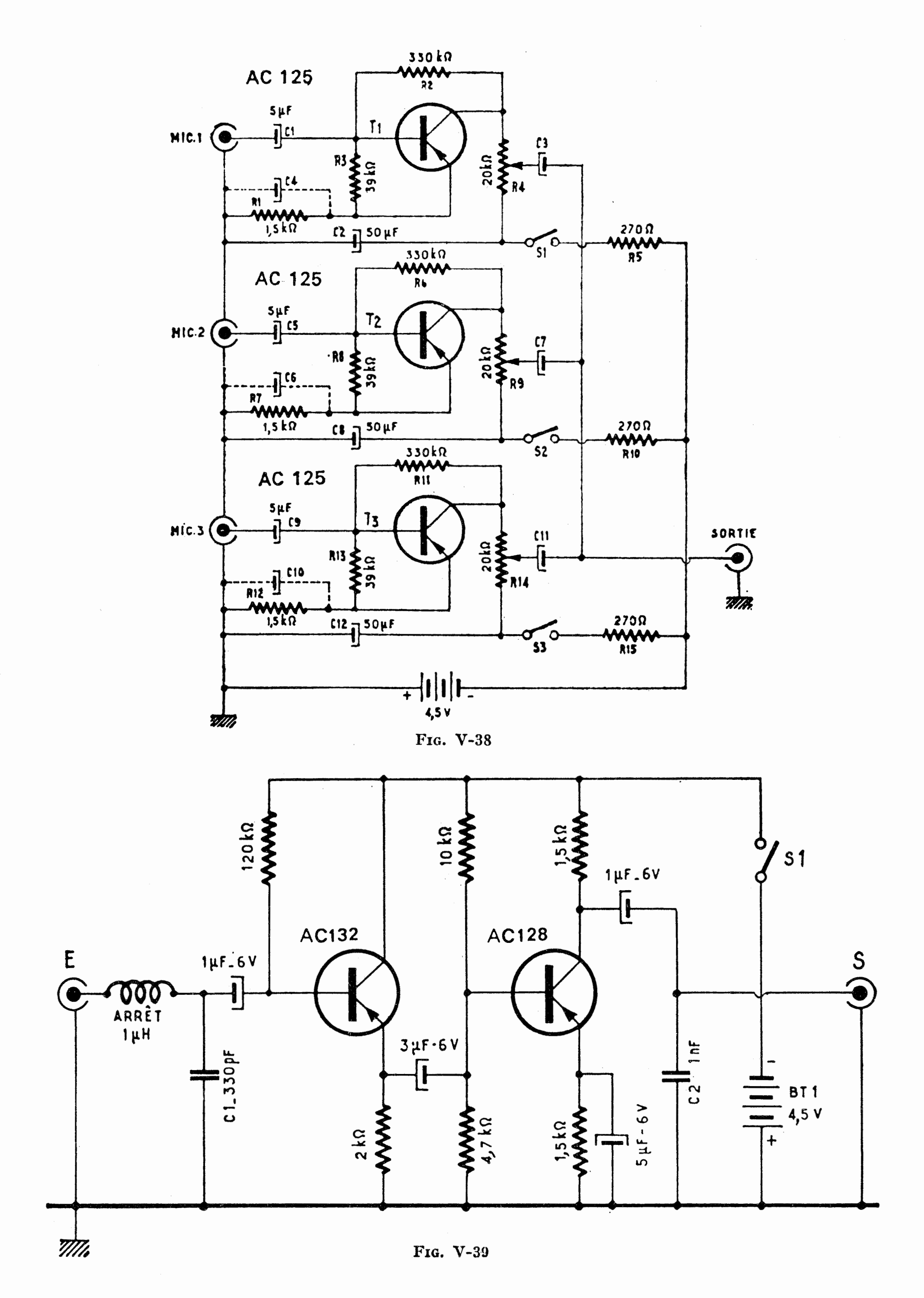


Fig. V-38

Fig. V-39

Le gain est réglé du maximum à zéro au moyen des potentiomètres R_4, R_9, R_{11}. Les commutateurs S_1, S_2, S_3 permettent la mise en service de chaque circuit.

Préamplificateur pour microphone dynamique.

L'étage d'entrée adapte l'impédance élevée d'un microphone 50 kΩ à celle de l'étage suivant. Il utilise un circuit à collecteur commun. Une bobine d'arrêt empêche la rentrée de HF toujours possible. Le second étage délivre un signal amplifié sur une basse impédance de 1,5 kΩ seulement. Les transistors utilisés sont des types BF courants, tels que AC132 et AC128.

Préamplificateur commutable pour micro et lecteur magnétique.

Ce préamplificateur, dont le circuit est représenté à la figure V-40 dispose d'une réponse en fréquence linéaire pour l'utilisation d'un microphone et d'une réponse tension fréquence pour un lecteur magnétique, sélectionnées par un commutateur. Dans le premier cas, on applique une contre-réaction indépendante de la fréquence, alors que celle-ci varie avec la fréquence dans le second. Il en résulte un faible taux de distorsion. Un

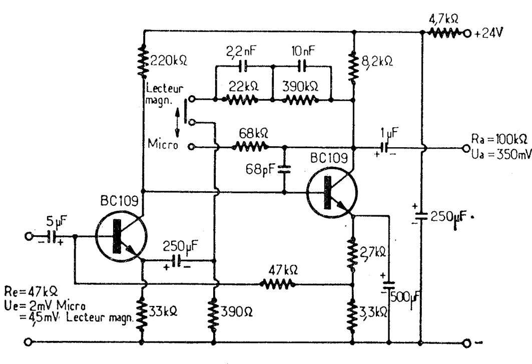


Fig. V-40

condensateur de forte capacité (250 µF) découple le premier transistor pour éviter une modification du point de fonctionnement au moment de la commutation. L'impédance d'entrée est fixée par la résistance de base de 47 kΩ. On trouve entre collecteur et base du second transistor un condensateur de contre-réaction de 68 pF destiné à éviter toute tendance à l'oscillation qui pourrait résulter du gain élevé du transistor BC109.

Le courant au point de fonctionnement est réglé à 100 µA qui constitue une valeur peu élevée afin d'obtenir un faible facteur de bruit du premier transistor.

Préamplificateur à transistors FET.

Ce préamplificateur comporte deux étages, tous deux équipés d'un transistor FET C94 comme on peut le voir sur la figure V-41.

Le gain du premier étage à 1 kHz est égal à 1 et pour porter ce gain à une valeur suffisante pour permettre l'attaque d'un amplificateur de puissance un deuxième préamplificateur FET est utilisé.

Avec une tension d'entrée de 15 mV, la sortie du deuxième étage à 1 kHz est de 195 mV, soit un gain d'environ 13.

La réponse du circuit est à ± 1 dB près celle de la caractéristique idéale pour la gamme de fréquence s'étendant de 50 Hz à 15 kHz.

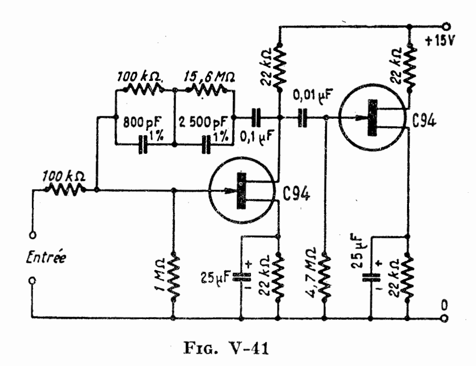


Fig. V-41

La figure V-42 montre une variante du circuit avec résistance de gate de 100 kΩ au lieu de 1 MΩ. Ce circuit est à utiliser avec des microphones dont l'impédance est de l'ordre de 100 kΩ. Sa courbe de réponse est à 1 dB près celle de la caractéristique d'égalisation RIAA.

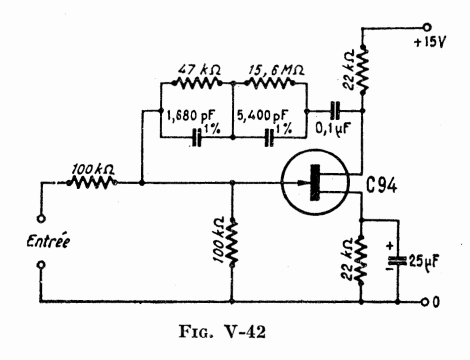


Fig. V-42

Adaptateurs d'impédance pour microphones.

Pour trafiquer en DX, il est nécessaire d'avoir une modulation dans laquelle les notes aiguës sont renforcées. Ceci peut s'obtenir de deux manières différentes :

— Au moyen de microphones qui par eux-mêmes renforcent les notes aiguës du spectre des fréquences émises par la voix.

— Au moyen de circuits qui amplifient davantage les aiguës que les basses.

Les deux solutions sont utilisables. La première peut être choisie quand on dispose de microphones piézoélectriques ou céramiques. L'utilisation de ces microphones exige toutefois l'utilisation de modulateurs à haute impédance d'entrée (au moins 0,5 MΩ). Si ceux-ci ont une basse impédance d'entrée, les microphones ci-dessus peuvent être utilisés en utilisant à l'entrée un circuit tel que celui de la figure V-43. Il constitue un transformateur d'impédance du type émetteur follower. Son gain est voisin de l'unité. L'impédance d'entrée est d'environ 0,5 MΩ et celle de sortie d'environ 20 Ω (à 1 000 Hz). La valeur des éléments permet une alimentation comprise entre 10 et 15 V. Les autres caractéristiques relatives à ce circuit sont :

— linéarité de réponse comprise entre 100 Hz et 20 000 Hz ;

— consommation de courant : 0,7 à 1 mA selon la tension d'alimentation.

L'élément le plus important de l'adaptateur est la résistance R_3 et le condensateur C_2.

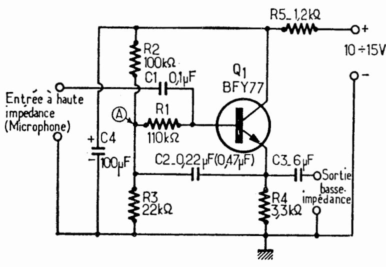


Fig. V-43

Le signal provenant du microphone est envoyé sur la base Q_1 à travers C_1. Prélevé sur l'émetteur, au moyen de C_2, il arrive au point A. On remarque donc, qu'aux bornes de R_1, sont présents deux signaux très voisins en amplitude (si C_2 a été choisi de valeur suffisamment élevée) et parfaitement en phase entre eux. Ainsi R_1, du point de vue dynamique, se comporte comme si sa valeur était beaucoup plus élevée que sa valeur réelle en courant continu. En outre, une valeur adéquate de C_2 peut aussi permettre un renforcement des aiguës (par exemple, en prenant une valeur de 0,1 μF au lieu de 0,47 μF).

Si en plus de l'adaptation, on désire avoir une préamplification, on peut utiliser le circuit de la figure V-44. Il s'agit d'un préamplificateur à couplage direct à trois étages, dont le premier remplit le rôle d'adaptateur d'impédance et les deux autres celui d'amplificateur proprement dit. Q_1 est donc monté comme dans le schéma précédent et le signal est prélevé directement sur l'émetteur à travers R_5. La valeur du condensateur C_2 a été choisie de manière que sa réactance soit faible sur les aiguës et élevée sur les graves. On obtient ainsi une réaction positive seulement sur les premières qui sont amplifiées à l'inverse de ce qui se produit pour les secondes.

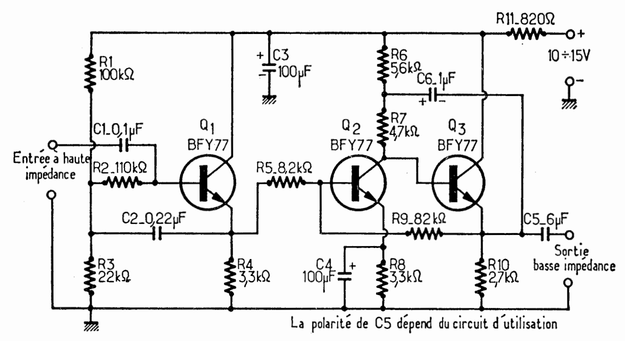


Fig. V-44

La résistance R_9 règle le gain de l'amplificateur. Aux valeurs basses de R_9 correspond une forte réaction négative linéaire et aussi un faible gain (qui peut atteindre 1). Aux valeurs élevées de R_9 (par exemple 200 kΩ) correspond une faible réaction négative et ainsi un gain élevé (qui peut atteindre 40 dB).

L'amplificateur de la figure V-44 peut ainsi être adopté tant pour amplifier le signal provenant du microphone que pour rendre la modulation plus riche en aiguës. Ce renforcement est déterminé par le choix de la valeur de C_3.

Pour C_3 = 10 µF, la réponse est linéaire de 50 Hz à 20 000 Hz, pour C_3 = 0,22 µF, le renforcement est maximum.

Si l'on dispose d'un modulateur à haute sensibilité et si on désire utiliser un microphone de type dynamique, on conseille le schéma de la figure V-45. Ce circuit, interposé entre le microphone et l'entrée de l'amplificateur

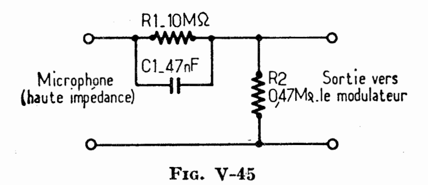


Fig. V-45

rend la modulation nettement plus aiguë. En effet, pour des fréquences élevées C_1, ayant une réactance basse, se comporte comme une résistance de faible valeur et laisse passer les aiguës ; l'inverse se produit sur les graves. Dans ce cas, l'atténuation est donnée par le rapport entre R_1 et R_2 si R_2 est de valeur négligeable par rapport à R_1.

Afin d'éviter des amorçages et ronflements, il est absolument nécessaire que les circuits soient parfaitement blindés, c'est-à-dire enfermés dans un boîtier métallique directement relié à la gaine des câbles blindés qui vont au microphone et au modulateur.

Afin d'éviter des retours HF provenant du Tx, il est nécessaire de disposer un filtre d'arrêt HF à l'entrée des circuits des figures V-43 et V-44.

PREAMPLIFICATEUR SCIENTELEC « SC 120 A »

Il est destiné à compléter le modulateur SC 120 W décrit précédemment. Le schéma de principe est donné à la figure V-46. Le signal d'entrée est dosé au moyen d'un potentiomètre de 22 kΩ log. puis attaque la base du premier transistor BC113 par l'intermédiaire d'un condensateur de 0,22 µF. La stabilisation d'émetteur est assurée par une résistance de 4,7 kΩ.

Le second étage utilise un autre transistor au silicium, également de type BC113. La liaison entre les deux BC113 de ce préamplificateur est directe. La résistance de collecteur, sur ce second transistor est de 6,8 kΩ.

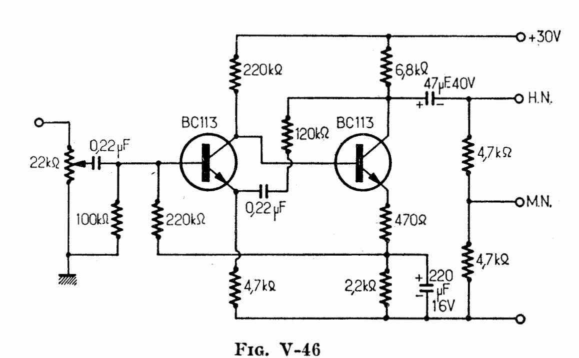


Fig. V-46

A l'émetteur, une résistance de 470 Ω se trouve reliée en série avec une 220 kΩ, allant à la base du premier BC113. Cette 470 Ω est aussi reliée à une 2,2 kΩ, formant la résistance d'émetteur. La 2,2 kΩ est découplée par un 220 μF.

Une seconde contre-réaction, sélective, est incluse entre le collecteur du second BC113 et l'émetteur du premier. Elle est composée d'une résistance de 120 kΩ en série avec un condensateur de 0,22 μF.

Ce préamplificateur comporte une sortie haut-niveau, qui se fait directement par l'intermédiaire d'un condensateur de 47 μF. Une sortie « moyen-niveau » existe également, et est située au point milieu entre les deux résistances de 4,7 kΩ formant un pont. Ce préamplificateur doit être alimenté sous 30 V continus. Les autres caractéristiques d'utilisation sont :

Entrée : 100 mV sur 100 kΩ

Sortie : 1 V sur 10 kΩ

Le SC 120 A est monté sur une plaquette de circuit imprimé de 75 × 60 mm.

Le préamplificateur peut être alimenté à partir d'une tension 80 V (alimentation ALSP4) au moyen du circuit adaptateur de la figure V-47.

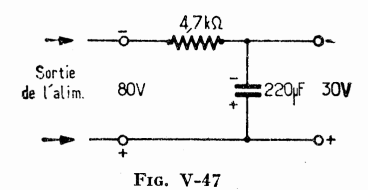


Fig. V-47

PREAMPLIFICATEUR POUR MICROPHONE

Le schéma de ce préamplificateur est donné figure V-48. Il est équipé de deux transistors NPN, BC109B. Le signal fourni par le micro attaque la base du premier BC109B à travers une résistance de 10 kΩ et un condensateur de 10 μF. La polarisation de cette base est réalisée par la résistance R_9 de 1,6 kΩ, située dans le circuit émetteur du second transistor, et transmise par les résistances R_2 = 10 kΩ, R_6 = 50 kΩ et R_7 = 10 kΩ.

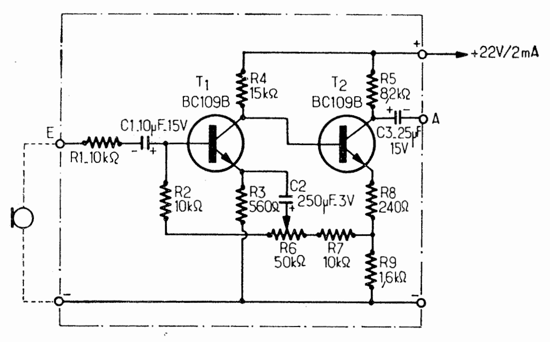


Fig. V-48

Le collecteur de ce transistor est chargé par une résistance de 15 kΩ, la liaison avec la base du second BC109B est directe. La résistance d'émetteur R_8 est de 240 Ω, le collecteur est chargé par une résistance de 8,2 kΩ

R_5 la liaison avec le premier étage du module amplificateur se fait à travers un condensateur de 25 μF.

Ce préamplificateur est réalisé sur une plaquette de circuit imprimé de 75 × 50 mm (fig. V-49). Un signal d'entrée de 2 mV donne à la sortie un signal de 0,3 V. La bande passante de ce préamplificateur s'étend de 20 Hz à 50 000 Hz à ± 0,5 dB. Son impédance d'entrée est de 180 000 Ω. La tension d'alimentation nécessaire est de 22 V, sa consommation 2 mA.

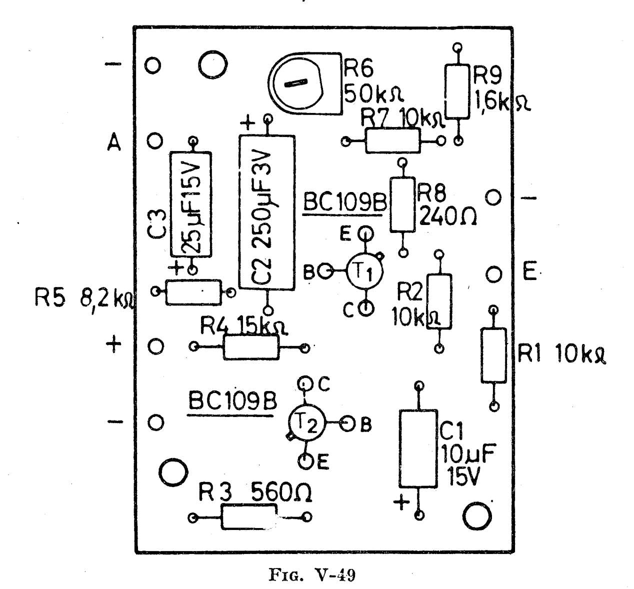


Fig. V-49

COMPRESSEUR BF A TRANSISTORS

Le compresseur dynamique est un dispositif très utile pour le radio-amateur. Celui-ci permet un meilleur nivellement de la modulation et élimine les pointes maxima, évitant la présence des phénomènes de surmodulation.

Jusqu'à maintenant les compresseurs de modulation étaient exclusivement équipés de tubes électroniques ; le montage que nous proposons ici, entièrement transistorisé représente une solution nouvelle, plus pratique, plus économique et plus efficace du problème et permet d'obtenir des résultats très intéressants.

Un signal trop intense produit inévitablement une surmodulation d'amplitude provoquant des phénomènes de distorsion.

Il est nécessaire cependant d'observer que pour obtenir une bonne modulation, le rapport signal-bruit doit être maintenu à des valeurs assez élevées qui dépendent naturellement de l'intensité du bruit de fond. A titre indicatif précisons que le niveau minimum doit être maintenu autour de 20 à 25 dB.

La compression du volume peut s'effectuer soit manuellement soit automatiquement. Si on désire avoir un contrôle continu de la dynamique, de manière à obtenir de bons résultats, il est indispensable de recourir à l'utilisation d'un compresseur dynamique. Ce circuit, en effet, permet d'avoir à chaque instant, la juste proportion entre le niveau sonore et l'intensité de sortie. Le circuit ci-dessous permet de réaliser un compresseur

au moyen duquel il est possible d'obtenir une compression de l'ordre de 15 dB pour un signal BF ayant une tension d'entrée de 0,2 mV.

Circuit électrique et fonctionnement.

La figure V-50 donne le schéma électrique complet. On peut remarquer que le premier étage préamplificateur dispose d'une sortie à laquelle il est possible de brancher un mesureur de niveau qui permet d'effectuer le réglage parfait de l'ensemble en dosant convenablement le signal d'entrée à travers le potentiomètre P_1 de 22 kΩ.

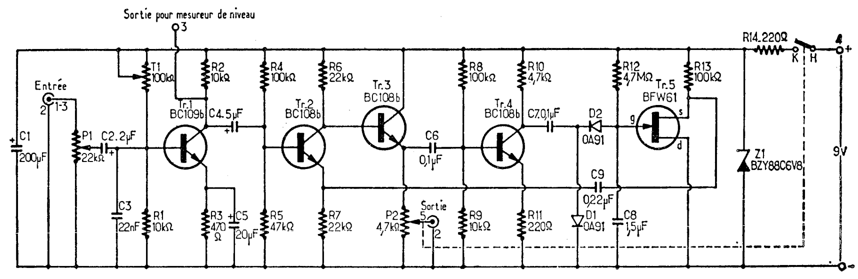


Fig. V-50

Les transistors Tr_1, du type BC109B, Tr_2 et Tr_3 du type BC108B équipent la section amplificatrice. Tandis que le potentiomètre P_1, comme nous l'avons déjà dit, sert à régler le signal d'entrée, d'après les indications de l'indicateur de niveau ou à l'oreille, le potentiomètre T_1 de 100 kΩ permet le réglage du circuit pour le maximum de sensibilité. Dans ce cas le réglage s'effectue avec un faible niveau d'entrée.

Le gain de la section amplificatrice est assez élevé et ceci assure un bon fonctionnement du compresseur, même en présence de signaux plutôt faibles.

Le circuit de contre-réaction s'obtient au moyen du condensateur fixe C_9 de 0,22 μF qui sert naturellement aussi à relier le circuit retardateur, c'est-à-dire la sortie du transistor final à l'émetteur de Tr_2.

Le transistor Tr_4, lui aussi du type BC108B, en plus de la fonction d'adaptateur d'impédance amplifie les signaux qui sont envoyés au transistor final Tr_5 du type FET BFW61 à travers la diode redresseuse D_2 (OA91).

Le transistor Tr_9 sert de circuit retardateur déterminant, en fonction du circuit à résistance-capacité, la constante de temps de la régulation de la dynamique. On obtient donc, aux bornes du condensateur C_9, une tension variable qui est renvoyée sur l'émetteur du transistor Tr_2 de manière que le gain du circuit diminue à mesure que la tension de sortie augmente. Naturellement, la valeur de la tension de sortie dépend essentiellement de la valeur de la tension d'entrée et de la constante de temps en fonction de laquelle, comme nous l'avons dit, sont choisies les valeurs des groupes résistance-capacité. Ces valeurs, y compris celle de R_1 (10 kΩ) sont calculées de manière à obtenir une compression de la dynamique de l'ordre de 15 dB.

La diode D_1 (OA91) sert à éliminer l'éventuelle tension de pointe qui peut se manifester dans le circuit tandis que la diode zener Z_1, du type BZY88C6V8 sert à stabiliser la tension d'alimentation.

La figure V-51 montre un montage du même genre entièrement équipé de transistors. Il utilise en tout trois transistors AC132.

Les deux premiers étages amplificateurs T_1 et T_2 sont classiques ; la sortie basse fréquence est prélevée à la sortie de T_2, au moyen du potentiomètre de 250 kΩ, qui permet d'en régler le niveau.

Le second étage est susceptible de saturer le dernier transistor T_3, qui délivre ainsi des tensions basse fréquence rectangulaires aux bornes du primaire du transformateur TR de rapport 1/3. Celles-ci sont transmises par l'enroulement secondaire à la diode D_1. Elles déterminent aux bornes de C_1 une tension variable qui polarise le transistor d'entrée T_1, dont le gain diminue au fur et à mesure que la tension de sortie augmente.

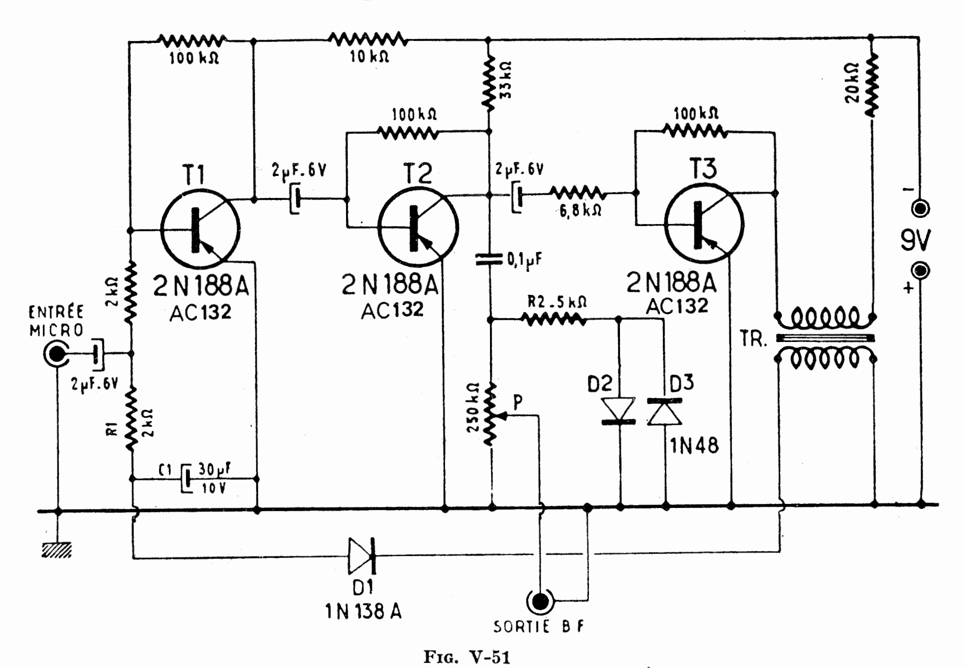


Fig. V-51

Le groupement résistance-capacité qui fait suite au redresseur fixe la constante de temps d'une syllabe, c'est-à-dire 0,05 s. Le taux de compression est fixé par R_1. Avec la valeur choisie de 2 000 Ω, cette dernière s'exerce à partir de 0,5 mV et les tensions de sortie varient entre 3 dB seulement, pour des variations de la tension d'entrée s'élevant jusqu'à 20 dB.

Les diodes D_2 et D_3 constituent avec la résistance R_2, un circuit écrêteur destiné à éliminer les pointes des transitoires.

INDICATEUR DE NIVEAU

Cet appareil a été établi pour permettre au radioamateur de réaliser dans le minimum de temps et pour une somme particulièrement modique, un bon indicateur de niveau lui permettant de compléter le compresseur précédemment décrit et aussi d'être avantageusement utilisé dans tous les cas où il est nécessaire de connaître le niveau d'un signal à amplifier ultérieurement.

Le circuit.

Le circuit représenté à la figure V-52 ne présente rien de particulier et est tout à fait semblable au circuit que l'on utilise fréquemment sur les enregistreurs pour mesurer l'amplitude du signal d'entrée.

Les signaux provenant de l'entrée, après avoir été dosés à travers le potentiomètre P_1 de 47 kΩ, sont envoyés à la section amplificatrice constituée des deux transistors TR_1 et TR_2, BC108B et reliés entre eux au moyen d'un couplage à résistance et capacité.

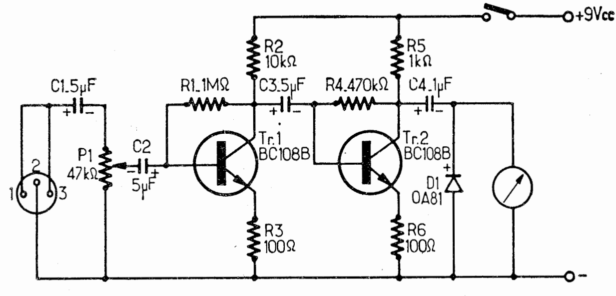


FIG. V-52

Après avoir été amplifiés, les signaux sont transmis à la section détectrice, constituée de la diode D_1 du type OA95 à travers le condensateur électrolytique C_4 de 1 µF et ensuite à l'instrument indicateur constitué par un microampèremètre 0 - 200 mA. Le maximum de déviation de l'instrument est obtenu quand le signal d'entrée a une amplitude de 5 mV.

LES CIRCUITS INTEGRES EMPLOYES COMME MODULATEURS

Modulateur avec circuit intégré CA 3020.

Le circuit intégré RCA 3020, amplificateur BF, délivre une puissance de 500 mV, s'il est alimenté sous 12 V. Cette puissance est obtenue pour une tension BF appliquée à l'entrée, égale à 35 mV.

Ce composant se présente sous forme d'un boîtier de transistor TO5, muni de douze fils de connexion et ne comporte pas moins de sept transistors, trois diodes et onze résistances. La base et l'émetteur du transistor d'entrée sont accessibles et isolés du reste du montage. Ce qui permet diverses combinaisons.

Nous avons utilisé Q_1 en montage collecteur commun. Le potentiomètre de gain peut être placé à l'entrée, mais nous avons préféré le placer entre Q_1 et Q_2. La sortie sera connectée à une charge de 130 à 200 ohms.

Pour l'emploi en BF, il faut couper les fréquences les plus élevées, inutiles, et capables de provoquer des auto-oscillations. C'est la raison des condensateurs de 10 000 pF placés respectivement entre la base de Q_2 et la masse et aux bornes du transformateur de sortie.

La base de Q_3 est découplée par un condensateur de 5 µF. Les condensateurs de liaison sont également des 5 µF. Si l'on ne tient pas particulièrement à la reproduction des fréquences basses (BLU, CW) on peut réduire jusqu'à 0,1 µF leur valeur.

Nous avons monté l'ensemble sur une plaquette de circuit imprimé à peine plus grande qu'un timbre-poste. Tout y tient à l'aise.

Il est bon de placer aux bornes de l'alimentation, un condensateur de 500 ou 1 000 µF et il est conseillé de munir le boîtier d'un refroidisseur à ailettes si la puissance demandée est supérieure à 150 mW.

Signalons enfin qu'il existe un modèle CA3020A, prévu pour fonctionner sous 12 V et délivrant une puissance de 1 W.

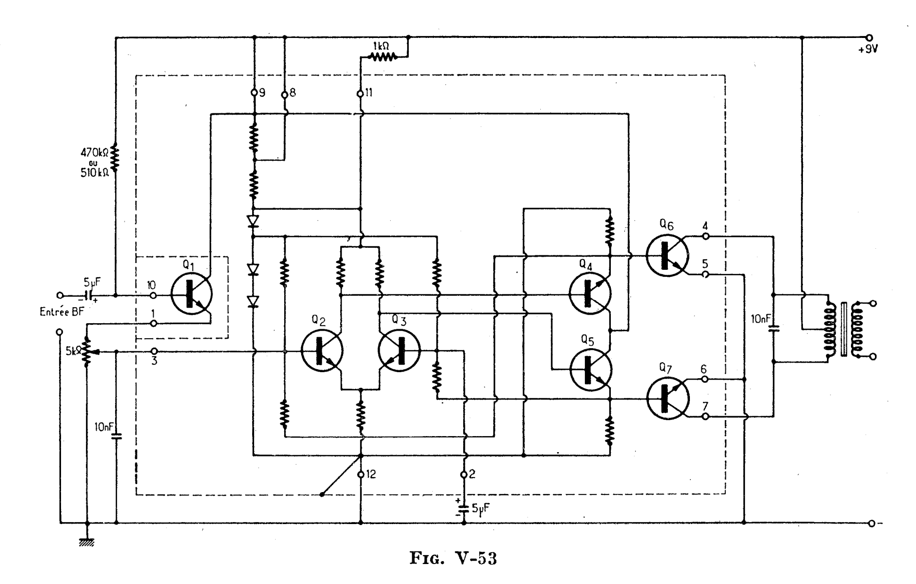


FIG. V-53

La figure V-53 donne le circuit électrique du modulateur et la figure V-54 la disposition du circuit imprimé ainsi que le bobinage du CA3020.

DESSOUS

Entrée

+ 9V −

1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12

DESSUS

5μF 1kΩ 510kΩ 5μF CA 3020 5μF 10nF 10nF

COSSES AMP

11 12 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10

FIG. V-54

UN MODULATEUR : LE CIRCUIT INTEGRE TAA300

Le circuit intégré monolithique TAA300 est un amplificateur audiofréquence de puissance conçu pour équiper des appareils alimentés sur piles. Le cas typique étant, par exemple, celui de la partie BF d'un récepteur portable.

L'étage de sortie du TAA300 est constitué par 4 transistors NPN, dont deux de puissance. Ces transistors NPN sont connectés deux à deux pour former un couple de Darlington. Devant l'un de ces Darlington, est monté un transistor PNP dont le gain en courant est voisin de l'unité. L'ensemble PNP et Darlington NPN se comporte alors comme un transistor PNP de puissance (fig. V-55).

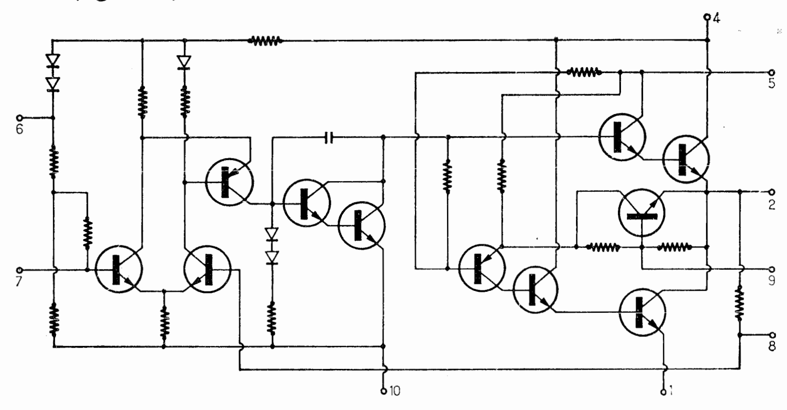


Fig. V-55

Etant donné que les Darlington permettent d'obtenir un gain en courant très élevé, le courant collecteur du transistor de commande est à bas niveau, ce qui contribue à l'obtention d'une faible valeur pour le courant total de repos. La régulation en fonction des variations de la tension de batterie, est obtenue par le moyen d'une tension proportionnelle à V_{cc} et qui est appliquée en série avec les V_{be} des transistors de sortie. Cette stabilisation évite également une augmentation trop importante du courant de repos (I_{TOT}) aux températures élevées.

L'étage de commande est constitué également par deux transistors NPN montés en Darlington. Dans le but de limiter la réponse aux fréquences élevées, une capacité d'environ 10 nF a été intégrée entre la base et le collecteur du transistor de commande (effet Miller).

Ce circuit intégré, utilisé à une tension nominale de 9 V et avec une impédance de charge normalisée de 8 Ω, délivre une puissance de 1 W avec une distorsion totale inférieure à 10 %. Il est monté dans un boîtier du type TO74 à 10 sorties.

Le TAA300 est, un excellent amplificateur intégré monolithique grâce aux caractéristiques suivantes :

— Gain en puissance élevé (10 mV sur 15 kΩ en entrée pour 1 W sur 8 Ω en sortie).

— Faible courant de repos (3 mA sous 9 V).

— Haute impédance d'entrée (10 kΩ min.).

— Excellent rendement (58 % pour 1 W en sortie).

La réalisation totale est représentée à la figure V-56.

Bien entendu, le TAA300 peut également servir de modulateur à nombre de petits émetteurs de faible puissance, en chargeant la sortie par un transformateur de 8 Ω au primaire et d'impédance appropriée au secondaire (100 à 200 Ω, en général).

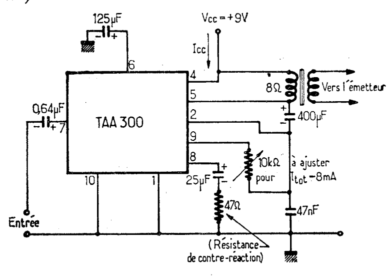


FIG. V-56

MODULATEUR 3 W AVEC CIRCUIT INTEGRE TAA320

Le circuit intégré TAA320 réalisé par RTC, est un dispositif constitué d'un transistor MOS et d'un transistor bipolaire NPN intégrés sur le même cristal de Si. L'ensemble est équivalent à un « super MOST » à très grande pente. L'impédance d'entrée étant très élevée ($>$ 100 G ohms), le TAA320 est parfaitement indiqué pour remplir la fonction d'étage d'entrée dans les amplificateurs pour lecteur piézoélectrique ou céramique.

L'application proposée est un modulateur comprenant le circuit intégré TAA320 en étage d'entrée, un BC108 en étage « driver » et une paire de transistors complémentaires AC187/AC188 en étage de puissance classe B sans transformateur.

L'ensemble du circuit comprend :

11 résistances,

7 condensateurs,

2 potentiomètres.

Cet amplificateur fournit une puissance de sortie voisine de 3 W à 10 % de distorsion dans un haut-parleur de 15 ohms sous une tension d'alimentation de 20 V.

Sommaire des caractéristiques du TAA320.

Tension drain-source (à V_{GS} = O) — V_{DSS} : max. 20 V.

Tension porte-source (à I_D = O) — V_{GSO} : max. 20 V.

Courant drain — I_D : max. 25 mA.

Température de jonction T_T : max. 125 °C.

Résistance thermique K_{JA} : 0,5 °C/mW.

Boîtier : TO 18.

Caractéristiques pour — I_D 10 mA et — D_{DS} = 10 V.

Résistance porte-source r_{GS} : min. 100 G ohms.

Transconductance (f = 1 kHz) Y_{21S} : min. 40 mA/V, typ, 75 mA/V.

Caractéristiques de l'amplificateur (fig. V-57).

Puissance de sortie P_S (à la limite de l'écrêtage) : max. 2 W.

Sensibilité à f = 1 kHz (P_S = 2 W) : typ. 20 mV.

Rapport signal/bruit (tonalité aiguë au max.) : min. 60 dB.
Courant total de repos : 17 mA.
Courant moyen (P_s = 2 W) : typ. 180 mA.

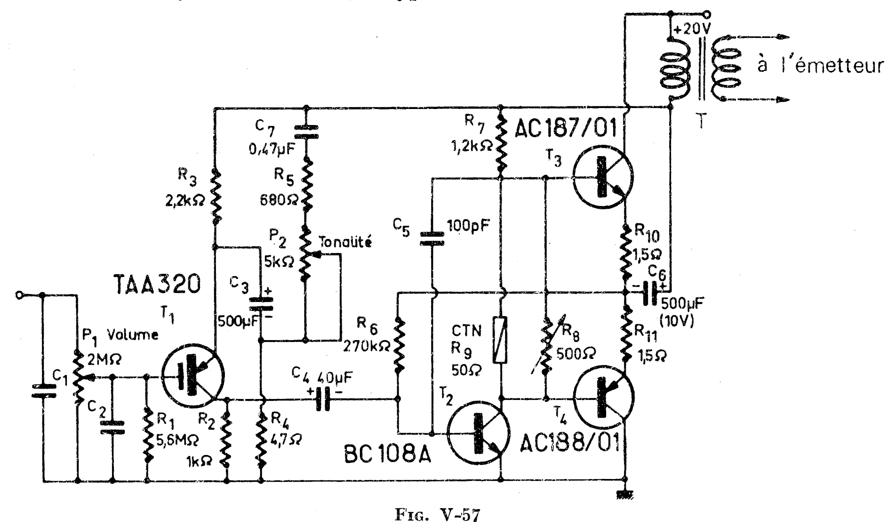


Fig. V-57

Valeur des éléments du schéma de la figure V-57.

— R_1 5,6 mégohms 10 % ; C_1 100 pF.
— R_2 1 kΩ 10 % ; C_2 47 pF.
— R_3 2,2 kΩ 10 % ; C_3 500 µF 10 V.
— R_4 4,7 ohms ; 10 % ; C_4 40 µF 10 V.
— R_5 680 ohms ; 10 % C_5 100 pF.
— R_6 270 kΩ 5 % ; C_6 500 µF 10 V.
— R_7 1,2 kΩ 10 % ; C_7 0,47 µF.
— R_8 500 ohms ajustable ; T_1 TAA320.
— R_9 B832001P/50E ; T_2 BC108A.
— R_{10} 1,5 ohm ; T_3 AC187/01.
— R_{11} 1,5 ohm ; T_4 AC188/01.
— P_1 2 mégohms log.
— P_2 5 kΩ lin. ou log. ; radiateur 30 cm² ALU.
— T = transfo de modulation. Primaire : 15 Ω. Secondaire : impédance selon étage PA.

MODULATEUR 5 W A CIRCUIT INTEGRE (TAA435)

Le circuit intégré TAA435 est un préamplificateur BF destiné à l'attaque directe d'un amplificateur de puissance dont l'étage final est équipé d'une paire de transistors complémentaires AD161/AD162.

La figure V-58 représente le schéma électrique complet d'un amplificateur BF utilisant le circuit intégré. Cet ensemble amplificateur peut être branché aussi bien à la sortie détection d'un récepteur de radio (entrée E 1) qu'à celle d'un phonocapteur piézoélectrique d'un électrophone (entreé E II).

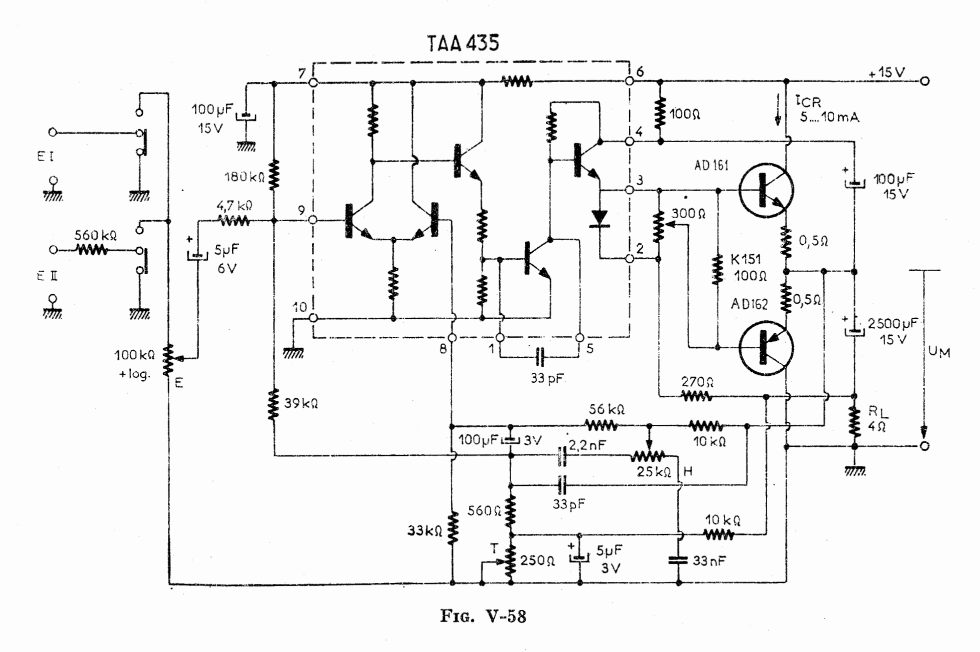


Fig. V-58

Les caractéristiques techniques.

Tension d'alimentation : $U_{BATT} = 15$ V.

Consommation : $P_a = 0$; $I_{TOT} = 37$ mA.

Consommation : $P_a =$ max. : $I_{TOT} = 550$ mA.

Puissance de sortie max. $P_S = 5$ W.

Résistance de charge $R_L = 4$ Ω.

Tension d'entrée nominale :

Entrée E I : $u_e = 30$ mV.

Entrée E II : $u_e = 300$ mV.

Résistance d'entrée :

Entrée E I : $R_e = 50$ kΩ.

Entrée E II : $R_e = 600$ kΩ.

Niveau de bruit de fond :
(Entrée E)

$R_G = 0$: 64 dB.

$R_G = 100$ kΩ : 48 dB.

Le fonctionnement.

Le transistor de sortie de TAA435 sert d'adaptateur d'impédance (émetteur suiveur). Son courant de repos traverse une diode de façon qu'aux bornes 2 et 3 du circuit intégré on trouve la tension en sens passant de la diode. Le potentiomètre ajustable parallèle de 30 Ω permet le réglage du courant de repos à $I_{CR} = 5$ à 10 mA. La thermistance K 151 assure la compensation de température de l'étage final.

Le réglage de tonalité.

En tenant compte de l'importante amplification de tension du TAA435, on peut prévoir dans la branche de contre-réaction un réglage des graves et des aiguës (potentiomètre H et T). Toutefois, en raison de la tendance normale à l'oscillation du circuit intégré TAA435, il n'est possible que de « creuser » (atténuer les fréquences supérieures).

L'alimentation.

L'amplificateur BF peut également fonctionner avec des tensions d'alimentation inférieures à 15 V. Si on alimente le dispositif avec une pile $U_{BATT} < 12$ V, la puissance de sortie diminue et l'on peut utiliser dans l'étage final la paire de transistors AC187K/AC188K. Malgré l'utilisation de ces nouveaux éléments une modification supplémentaire du circuit n'est pas nécessaire.

Le câblage.

Etant donné qu'en raison de la tendance normale à l'oscillation du TAA435, le câblage est assez critique, pour faciliter la tâche du technicien, le fabricant indique un plan de câblage éprouvé (fig. V-59), réalisable sur une plaquette de circuit imprimé.

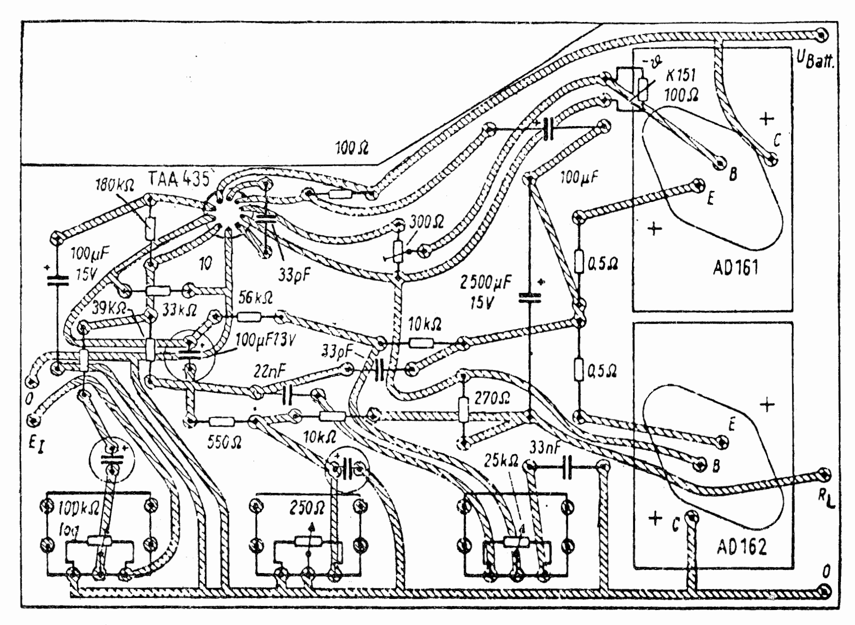


Fig. V-59

MODULATEUR 10 W AVEC PREAMPLIFICATEUR INTEGRE

Cet amplificateur comporte un étage de puissance en classe B, sans transformateur (single-ended), constitué de deux AD149 fournissant une puissance de 10 W quand il est alimenté sur 20 V. L'étage pilote est couplé directement au final; quant au préamplificateur, il est constitué par le circuit intégré TAA320.

Etage de puissance.

Comme on l'a dit, cet étage est constitué de deux AD149 montés en single-ended ; sur l'émetteur des deux transistors est disposée une résistance de 0,5 Ω qui garantit une certaine stabilité en continu et dans le transistor Q_6 réalise une réaction négative qui équivaut à élargir la bande. Le transistor Q_5 fonctionne comme émetteur-follower.

Etant donnée la puissance de sortie, on préfère faire fonctionner l'étage final en classe B, de manière à avoir le minimum de dissipation en absence de signal.

Etage pilote.

Celui-ci est constitué par trois transistors Q_2, Q_3, Q_4 : les deux derniers sont des AC128 montés en émetteur-follower, Q_2 est un AC125. Q_4 est relié directement au circuit intégré TAA320, tandis que Q_3 est relié à travers Q_2.

Puisque l'étage final est en classe B, quand Q_6 est conducteur, Q_5 est bloqué, et vice-versa. Il existe alors deux canaux qui pilotent la charge alternativement : pour ne pas avoir de distorsions, ceux-ci doivent avoir la même amplification.

Préamplificateur.

Il est réalisé, avec un circuit intégré TAA320 dont nous avons vu les caractéristiques précédemment.

Mise au point.

Comme on le voit sur le schéma de la figure V-60, le TAA320 est polarisé à travers le potentiomètre P_1 qui est réglé de manière à avoir une tension de — 13 V sur la gate. Le potentiomètre P_2 doit être réglé de manière que l'on ait — 10 V sur le collecteur de Q_6.

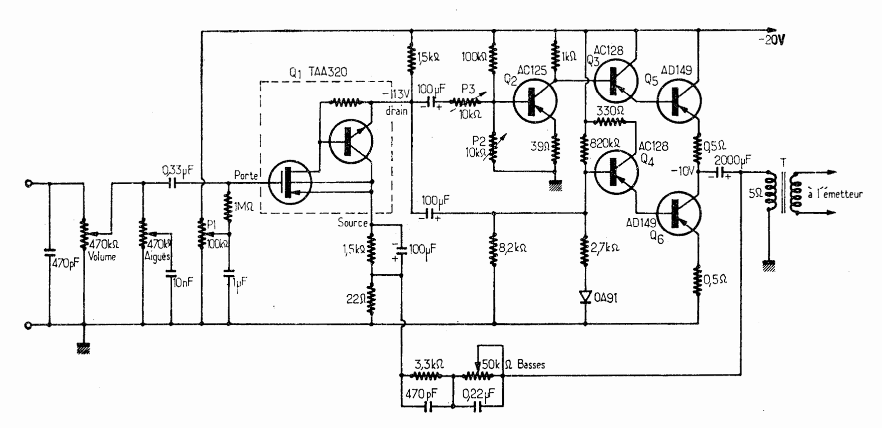


Fig. V-60

Le potentiomètre P_3 sert à faire en sorte que l'amplification de Q_5 soit égale à celle de Q_1. Son réglage s'effectue au moyen d'un oscillographe de manière à rendre minimum la distorsion. Un réglage approximatif peut être obtenu à l'oreille. Le montage n'est nullement critique et peut être effectué sans précautions particulières ; l'idéal est naturellement le circuit imprimé.

Les deux condensateurs Q_1 et Q_2 sont montés sur un radiateur de 100 cm^2 en aluminium blanc ou 50 cm^2 s'il s'agit d'aluminium noirci.

Pour le transistor Q_5 il suffit d'une ailette de 6 cm^2 tandis que pour les autres aucun radiateur n'est nécessaire. Pour éviter des phénomènes possibles de réaction positive à travers l'alimentation, on dispose, si possible, d'une alimentation stabilisée.

MODULATEUR 15 W A CIRCUITS INTEGRES

Il s'agit d'un modulateur entièrement équipé de transistors et de circuits intégrés, à symétrie complémentaire, ayant une sensibilité de 9 mV (eff.) et une haute fidélité de reproduction, dont l'impédance de sortie est d'environ 4 ohms.

Au moyen d'un transformateur de modulation approprié, ce modulateur peut être adapté à n'importe quel émetteur, que ce dernier soit à lampes ou à transistors.

L'utilisation de circuits intégrés et de transistors de puissance à symétrie complémentaire MJE3055 et MJE2955 de type économique donne à ce montage un intérêt tout particulier.

Description.

Le modulateur que nous présentons est constitué d'étages amplificateurs de tension équipés de circuits intégrés et d'étages amplificateurs de puissance à symétrie complémentaire. Le primaire du transformateur de modulation est disposé à la sortie du modulateur sans qu'il soit nécessaire de prévoir des condensateurs puisque la tension de sortie continue de repos, c'est-à-dire en absence de signal, est nulle par rapport à la masse.

Les principales caractéristiques sont les suivantes :

— Tension d'alimentation : ± 25 V.

— Courant absorbé en absence de signal : 40 mA.

— Courant absorbé pour une puissance de 15 W : 1 A.

— Puissance de sortie max. : 15 W.

— Distorsion totale pour 10 W de sortie : $< 0{,}5$ %.

— Signal d'entrée pour 15 W de sortie : 9 mV (eff.).

— Bande passante pour 1 dB : 300-5 000 Hz.

— Impédance d'entrée (à 1 000 Hz) : 1 mégohm.

— Impédance de sortie : 4 ohms.

Comme transformateur de modulation, en dehors du type indiqué plus avant dans le texte, on peut utiliser n'importe quel transformateur de sortie monté à l'envers (c'est-à-dire le primaire à la place du secondaire) dont la puissance soit de 15 W ou plus. Ce transformateur doit être constitué de lames à faibles pertes et doit être adapté au fonctionnement en basse fréquence, afin de ne pas endommager les transistors de l'étage final.

Dans le cas d'une utilisation sur le même châssis que celui de l'émetteur, il est nécessaire de blinder les étages d'entrée et de préamplification (Q_1, Q_2, Q_3 de la figure V-62) au moyen de lamelles en cuivre et d'appliquer les tensions d'alimentation au moyen de condensateurs by-pass de 1 nF (pour le deux mètres) et de 10 nF (pour les gammes décamétriques).

Le circuit.

La figure V-61 représente le schéma bloc-diagramme du modulateur. Comme on le voit, celui-ci comporte les étages suivants :

1) Filtre haute fréquence avec coupure des signaux de fréquence supérieure à 2 MHz.

2) Adaptateur d'impédance constitué d'un circuit « émetteur follower » (BFY77) dont l'impédance d'entrée est de 1 mégohm.

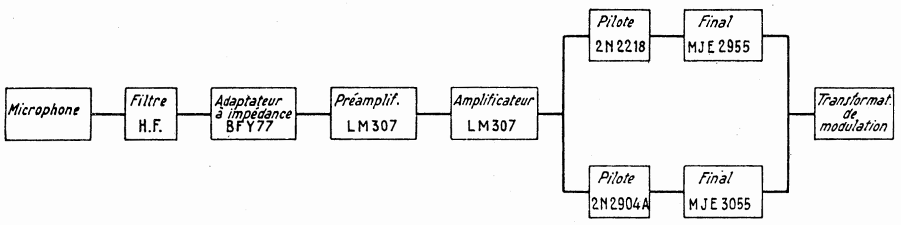


FIG. V-61

3) Préamplificateur de tension constitué du circuit intégré LM307 dont le gain peut être réglé d'une valeur inférieure à l'unité jusqu'à 200 fois.

4) Amplificateur de tension constitué d'un second circuit intégré LM307 ayant un gain fixe égal à 10.

5 et 6) Amplificateurs de puissance ayant un gain en tension de 1, à symétrie complémentaire, constitués respectivement des transistors 2N2218, 2N2904A et MJE2955, MJE3055.

7) Transformateur de modulation servant à adapter l'impédance de sortie du modulateur (4 ohms) à celle de l'émetteur.

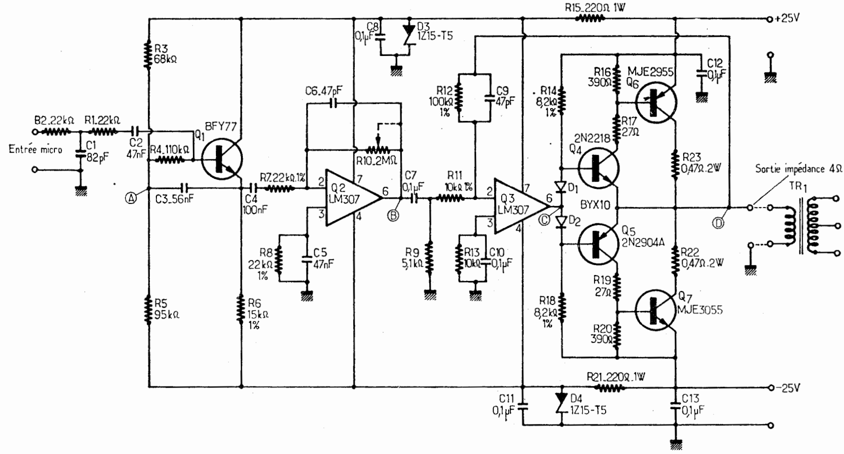


FIG. V-62

La figure V-62 donne le schéma détaillé du modulateur. Comme nous l'avons déjà dit précédemment, le signal provenant du microphone passe à travers un filtre R_1, R_2 et C_2 dont la fonction est d'arrêter l'éventuelle tension HF captée par le microphone afin d'éviter tout accrochage.

Ensuite on rencontre Q_1 (BFY77) monté en « émetteur follower » dont le gain est égal à 1 au maximum. Cet étage présente la caractéristique fondamentale d'avoir une impédance d'entrée très élevée (1 mégohm). Celle-ci est due à la présence de C_3 dont la fonction est d'augmenter dynamiquement la valeur de R_4. En effet, le signal de la base de Q_1 est envoyé en

concordance de phase sur l'émetteur de Q_1 et, à travers C_3, est encore présent et toujours en phase, au point A.

Il en résulte, qu'aux bornes de R_4, existent deux signaux, de mêmes phases et d'amplitudes voisines ; donc, le courant basse fréquence qui circule dans R_4,, rencontre dynamiquement une résistance beaucoup plus élevée que sa valeur intrinsèque.

Les résistances R_3, R_5 et R_6 ont été calculées de manière que le courant de collecteur de Q_1 soit de 1 mA. Dans ces conditions, Q_1 a un gain minimal de 200 ; ce gain doit être entendu seulement en puissance et non en tension. La valeur d'impédance d'entrée de 1 mégohm permet l'utilisation de microphones à haute impédance, c'est-à-dire à cristal, céramique et dynamique avec transformateur élévateur d'impédance.

Après Q_1, le signal provenant du microphone est envoyé sur le premier étage amplificateur constitué du circuit intégré Q_2 (LM307).

Etant donnée l'impédance de sortie très basse de Q_1 (75 ohms) et celle d'entrée de Q_2, relativement très élevée (22 kΩ) le signal parvient à Q_2 sans pertes appréciables.

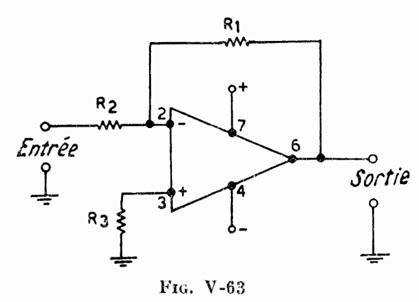


Fig. V-63

La figure V-63 donne le schéma général d'utilisation de ce circuit intégré. Les caractéristiques les plus importantes sont les suivantes :

— Tension maximale d'alimentation : ± 18 V.

— Puissance dissipée max. (pour une température de la jonction de 100 °C et avec une résistance thermique de 150 °C/W : 500 mW.

— Courant continu de polarisation à l'entrée (25 °C) : 70 mA.

— Résistance d'entrée à 25 °C : 2 mégohms.

— Gain pour signaux de sortie de ± 10 V à « loop » ouvert (avec alimentation de ± 15 V à 25 °C) : 105 dB.

— Dérive thermique : 6 µV/°C.

Comme on le voit sur la figure V-62, le gain peut être réglé par la valeur de R_{10}, ce gain étant égal à R_{10}/R_7.

Un éventuel réglage de la sensibilité du modulateur peut être effectué en modifiant la valeur de R_{10} de 0 à 4,7 mégohms.

Pour cette dernière valeur, le gain de l'étage Q_2 est d'environ égal à 200, et la sensibilité du modulateur s'élève à environ 4 mV (eff.) pour 15 W de sortie.

Dans le prototype réalisé, cette résistance variable qui constitue le contrôle de la sensibilité du modulateur, n'a pas été retenue, et on l'a remplacée par une résistance fixe de 2 mégohms.

En parallèle à R_{10}, on a disposé un condensateur de 47 pF dont la fonction est de supprimer l'éventuelle basse fréquence qui pourrait entrer dans le modulateur.

Derrière l'étage Q_2, on trouve un second amplificateur de tension (Q_3) qui a un gain en tension fixe (10) et qui permet au signal provenant du microphone d'atteindre un niveau suffisant pour attaquer les étages de puissance (Q_4, Q_5, Q_6 et Q_7).

Les étages Q_3, Q_4... Q_7 sont à couplage direct, et le groupe R_{12}-C_9 établit une contre-réaction globale pour tous les étages, limitant l'amplification globale en tension à 10 fois. (Q_4, Q_5, Q_6 et Q_7 ont un gain unitaire en tension.) C_9 a également pour rôle d'éliminer la HF indésirable.

Au point C constituant la sortie de Q_3 existe un signal symétrique par rapport à la masse, c'est-à-dire déphasé, qui peut alimenter les étages à symétrie complémentaire de puissance. En absence de signal, la tension continue en C doit être nulle.

Les diodes D_1 et D_2 (au silicium) ont pour rôle d'assurer la polarisation des bases de Q_4 et Q_5, de manière que le courant de repos dans les étages de puissance soit d'environ 10 mA. Les tensions de polarisation, dans les conditions effectives de travail, devront être égales.

Au point D, la tension continue, en absence de signal, doit être nulle par rapport à la masse. Pour cette raison, le primaire de TR_1 peut être directement relié à la sortie du modulateur sans nécessiter de condensateurs d'isolement. L'impédance en D est d'environ 4 ohms ; le transformateur de modulation devra donc avoir un primaire ayant cette impédance, et un secondaire d'impédance égale à celle exigée par l'étage de l'émetteur à moduler.

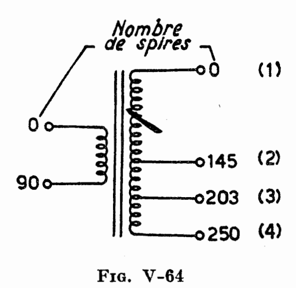


Fig. V-64

Les données caractéristiques d'un tel transformateur, représenté à la figure V-64, sont les suivantes :

— Lamelles de 86 × 100 mm à faibles pertes.

— Noyau de 35 mm de haut.

— Entrefer 0,5 mm.

— Fil de cuivre émaillé ∅ 1 mm.

— Bobinage primaire (90 spires), 4 ohms.

— Bobinage secondaire (1-2, 145 spires), 10 ohms ; (1-3, 203 spires), 20 ohms ; (1-4, 250 spires), 30 ohms.

Les circuits intégrés LM307 peuvent être remplacés par les μA709, mais dans ce cas, il sera nécessaire d'adjoindre la compensation de fréquence comme l'indique la figure V-65.

Les transistors MJE2955 et MJE3055 qui constituent l'étage final de puissance (avec une dissipation collecteur de 90 W à 25 °C comme température de la jonction) appartiennent à la série économique de la *Motorola*.

Le modulateur exige une alimentation en continu de ± 25 V (par rapport à la masse) avec un courant max. de 1 A. Il n'est pas nécessaire que cette

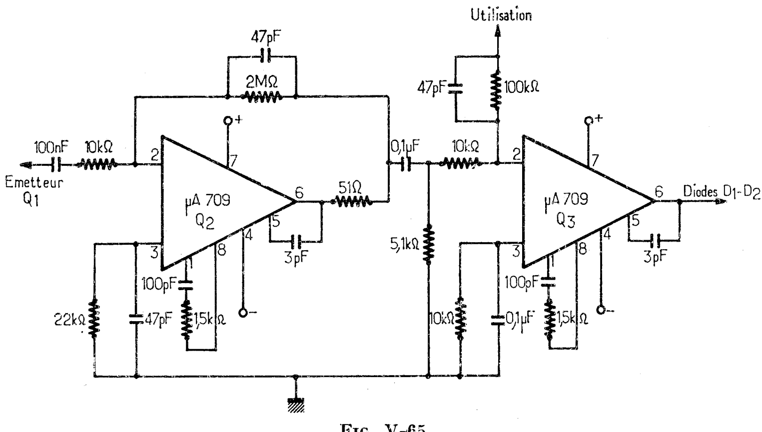


Fig. V-65

Fig. V-66

alimentation soit stabilisée, mais il importe que le ronflement résiduel soit faible.

Dans cette utilisation, une alimentation de faible coût peut trouver sa justification.

La figure V-66 donne à titre indicatif un schéma possible d'alimentation stabilisée ayant les caractéristiques exigées.

Il s'agit d'un ensemble de deux alimentations stabilisées distinctes dont les bornes de signes opposés sont reliées directement à la masse. Les deux autres bornes constituent respectivent les pôles — 25 V et + 25 V.

Les dissipateurs thermiques des transistors de puissance (ASZ18) devront avoir une résistance thermique de 3 °C/W ou moins.

Construction et mise au point.

Le modulateur, transformateur de modulation à part, a été monté sur un circuit imprimé ayant les dimensions de 100 × 210 mm. Le modulateur n'exige comme mise au point, rien d'autre que le réglage de R_{24} et R_{25} pour une tension de sortie stabilisée de — 25 V et + 25 V.

MODULATION DES EMETTEURS A TRANSISTORS

Il n'est pas exagéré de dire que la difficulté majeure dans la mise au point des émetteurs à transistors réside dans la modulation correcte de la porteuse. On appréciera l'originalité de la solution proposée ci-dessous.

En effet, il s'agit de rien moins que de produire une tension d'alimentation modulée et de se passer, de ce fait, d'un modulateur plus ou moins classique dont la puissance BF est en rapport avec la puissance HF délivrée.

Principe.

On part d'une tension continue V (fig. V-67) qui est appliquée au collecteur d'un transistor de puissance T dont la base est reliée à un pont R_1-R_2 ajusté de telle manière que la tension en B soit égale à V/2 en l'absence de toute modulation.

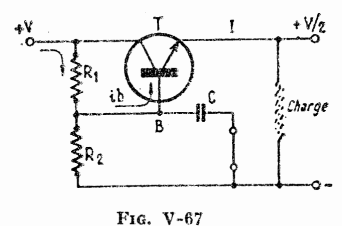


Fig. V-67

R_1 et R_2 sont choisies de valeurs telles que le courant dans le pont soit au moins vingt fois supérieur au courant de base I_b.

$$I_b = \frac{I}{h21_e}$$

Dans ces conditions, la tension de sortie est constante et égale à V/2 quelles que soient les variations de charge, donc de I. Si on applique en B, à travers une capacité C, une tension alternative, nous allons faire varier dans les mêmes proportions la tension de sortie. Et si en particulier la

tension de crête BF appliquée est égale à V, la tension de sortie prendra une valeur de crête égale à V. Bien entendu, le choix de C n'est pas indifférent et la constante de temps de l'ensemble C-R_1-R_2 sera très grande par rapport à la période du signal BF de fréquence la plus basse à transmettre. Toutefois, utilisé tel quel, le système nécessite un générateur BF dont les performances en tension et en courant sont très différentes de celles d'un microphone même à niveau de sortie élevé. Il est donc indispensable, pour obtenir au moins la tension BF, V, nécessaire, de prévoir un amplificateur de tension microphonique. Dans de nombreux cas on

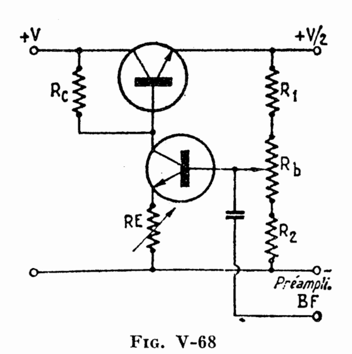


Fig. V-68

pourra se contenter d'un montage simplifié selon le schéma de la figure V-68 dont la similitude avec celui d'une alimentation stabilisée classique est frappante (fig. V-69). L'idée de base vient d'ailleurs de l'examen du schéma de cette dernière, dans laquelle le potentiomètre R commande la tension de sortie.

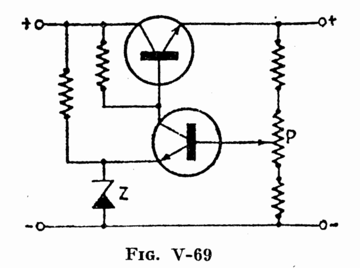


Fig. V-69

Réalisation pratique.

Tout cela nous conduit au schéma définitif de l'alimentation modulée de la figure V-70, qui nous a permis aux essais de pourvoir aux exigences en tensions et courant d'émetteurs de puissances comprises entre 200 mW et 15 W. Il importe de reconnaître dans la partie gauche du schéma un préamplificateur de tension, à trois étages (T_1 - T_2 - T_3), dont l'entrée est adaptée à un microphone à haute impédance de sensibilité moyenne et dont la sortie sur T_3 s'effectue en émetteur-suiveur. L'ensemble est alimenté par la tension commune, unique. Dans la partie supérieure droite, nous trouvons le régulateur-série T_8 associé à une cascade d'étages de commande, à liaison directe, dont l'entrée BF se situe sur la base de T_4. Les réglages sont effectués une fois pour toutes.

Le potentiomètre P_1, qui doit être découplé à la masse par 100 µF, sert à ajuster la tension de sortie au repos à la moitié de celle de la ten-

sion redressée d'entrée, cependant que P_2 sert à ajuster le niveau de sortie et constitue un contrôle de symétrie de la modulation.

Pour la partie pratique, signalons que T_8 est fixé à un refroidisseur à ailettes approprié.

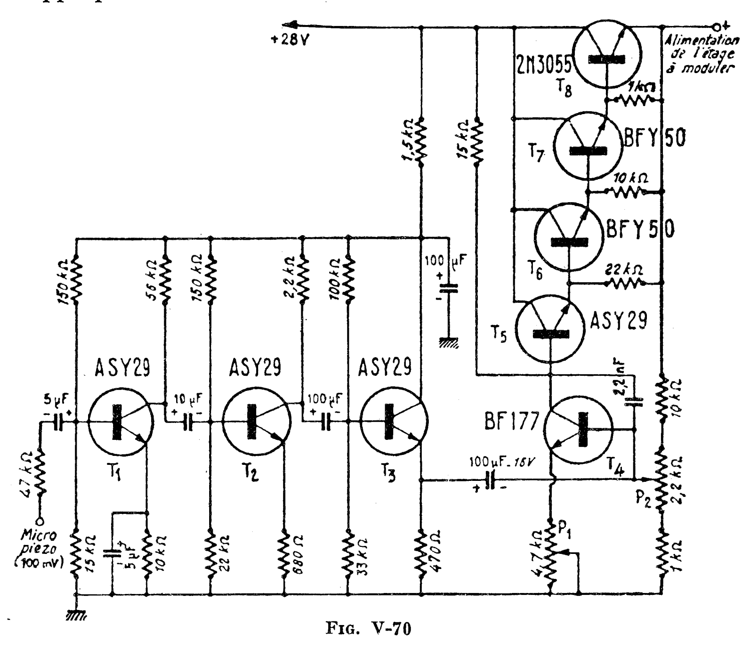


Fig. V-70

Transistors utilisés (Radiotechnique).

T_1-T_2-T_3-T_5 = Germanium NPN ASY29. Substitution possible : ASY73-ASY74.

T_4 = BF117 - BSX21 - BF178 ou BF109.

T_6-T_7 = BFY50.

T_8 = 2N3055 - ou BDX10 - ou BDX11 - ou similaires.

Avantages et inconvénients du système.

Utilisation avec des émetteurs de puissances très diverses.

Dans les limites de dissipation maximum du transistor - série T_8, pas d'impédance de sortie critique.

Compression automatique de la modulation (écrêtage des signaux BF).

Surmodulation impossible, mais taux de modulation élevé (90 % environ).

Suppression du transformateur de modulation coûteux, de réalisation délicate du fait des courants importants des transistors de puissance (saturation du fer difficile à éviter).

Par contre, nécessité de produire une tension double de la tension appliquée à l'émetteur et sous une impédance faible (batterie ou alimentation stabilisée).

Rendement, de ce fait, voisin de 50 %.

Emploi d'un transistor de puissance de grande dissipation.



CHAPITRE VI

MESURES

ONDEMETRE A ABSORPTION

Des ondemètres simples, du type à absorption, comme celui que représente la figure VI-1 sont fréquemment utilisés pour le contrôle et la mise au point des petits émetteurs. Le circuit accordé est couplé, de façon lâche, à la source d'énergie HF dont on veut mesurer la fréquence et la capacité est réglée afin d'obtenir la déviation maximum de l'instrument. Ces réalisations sont assez satisfaisantes, faciles à construire, et n'exigent aucune alimentation. Leur seul inconvénient réside dans leur manque de sensibilité. l'energie exigée pour déplacer l'aiguille de l'instrument doit être intégralement fournie par la source du signal, et en pratique, l'efficacité générale du système est faible pour les raisons exposées ci-dessous.

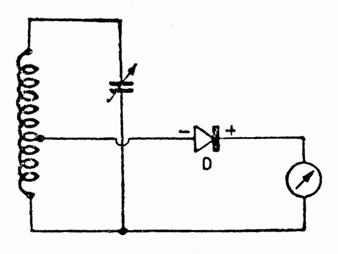


FIG. VI-1

La diode à cristal peut être considérée comme un générateur de courant continu. Elle présente habituellement une résistance interne de quelques centaines d'ohms lorsqu'elle est traversée par un courant de 1 mA. La résistance d'un milliampèremètre 0-1 mA est presque toujours voisine de 100 Ω. Une partie importante de la puissance d'entrée est ainsi dissipée dans la diode.

Sur les signaux de faible niveau, le redressement présente une faible efficacité parce que la courbe courant-tension de la diode fléchit peu à la polarisation zéro, et aussi, parce que la résistance de diode, à courant nul, est de l'ordre de 10 000 Ω.

Ces limitations n'ont aucune importance quand la source du signal est un émetteur dans lequel la puissance est appréciable ; ainsi, les quelques milliwatts nécessaires sont prélevés très facilement sans imposer une charge importante à la source.

Toutefois, lorsqu'il s'agit d'effectuer des mesures de fréquence sur des oscillateurs tels que ceux que l'on utilise dans les récepteurs à transistors, il est nécessaire d'adopter un moyen différent, et on a trouvé la solution du problème en ajoutant un amplificateur à courant continu.

Puisqu'on désire utiliser un milliampèremètre 0-1 mA, il est nécessaire d'utiliser un système d'amplification. L'adoption d'un amplificateur haute fréquence est écartée car la nécessité d'employer une lampe et un autre circuit accordé compliquerait l'appareil, sans compter qu'il serait nécessaire de recourir aussi à une alimentation appropriée.

L'amplification de la sortie du cristal en courant continu, est plus intéressante du fait qu'elle peut être réalisée avec un transistor à jonction alimenté par une simple pile de 1,5 V.

Le premier circuit expérimenté est représenté à la figure VI-2. Le transistor fonctionne sous courant de polarisation extérieur sur la base, de sorte que, sans signal d'entrée, il est presque bloqué, et est traversé seulement par le courant de fuite émetteur-collecteur (I'_{co}). Ce courant, avec un transistor AC 125, est d'environ 100 μA ; une telle consommation ne justifie pas l'emploi d'un interrupteur sur l'alimentation.

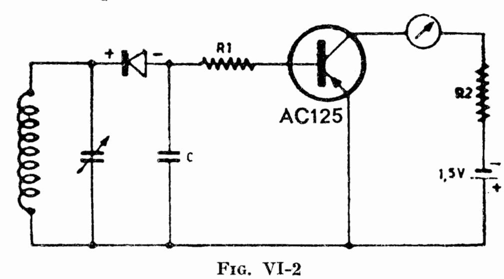


Fig. VI-2

Lorsque le circuit est accordé sur un signal, le courant de sortie de la diode débloque le transistor, et l'aiguille de l'instrument se déplace. Le rôle de R_2 consiste à limiter le courant pour éviter une surcharge du milliampèremètre. Si la valeur totale de R_2 et celle de l'instrument atteint 1 500 Ω, le courant peut atteindre seulement 1 mA, même si le transistor se trouvait en court-circuit. En pratique, on doit prévoir la diminution normale de la tension de la batterie due au vieillissement, et adopter une résistance inférieure à 1 500 Ω. On utilise une valeur totale de 560 Ω, afin que le courant, avec une batterie neuve,soit limité à une valeur légèrement inférieure à 3 mA. R_2 protège aussi le transistor et R_1 protège la diode de la plupart des surcharges.

La résistance R_1 a été placée sur la base aussi pour d'autres raisons. Tout d'abord, pour augmenter la résistance de charge du détecteur et réduire ainsi l'amortissement du circuit accordé, et ensuite pour que la diode reçoive la tension maximum disponible sur n'importe quelle position du circuit d'accord, condition nécessaire pour atteindre un redressement suffisant ; on emploie une résistance variable de manière à trouver la meilleure valeur. Celle-ci varie avec la fréquence : aux hautes fréquences, la résistance dynamique du circuit accordé est faible, et une valeur basse de R_1 donne de meilleurs résultats, tandis qu'aux fréquences basses, la valeur de R_1 doit être plus élevée.

Bien que le circuit de la figure VI-2 présente une amélioration importante par rapport à celui de la figure VI-1, on constate que le rendement est encore faible sur les niveaux bas.

Pour obtenir un meilleur rendement, il est nécessaire de charger le circuit accordé sur une prise de la self, déterminée de manière que le couplage soit optimum sur les faibles niveaux, et que le transistor fonctionne avec un courant suffisamment constant pour assurer un gain toujours élevé. Nous sommes ainsi conduits au circuit de la figure VI-3. R_1 est utilisée pour régler le courant de base de manière à produire un courant suffisam-

ment stationnaire (environ 0,5 mA). Avec cette valeur de courant, il est bon de prévoir un interrupteur d'alimentation.

Si le signal d'entrée est modulé, on peut obtenir à la sortie du transistor un signal audible et, au moyen d'un transformateur, on peut atteindre un gain de puissance élevé.

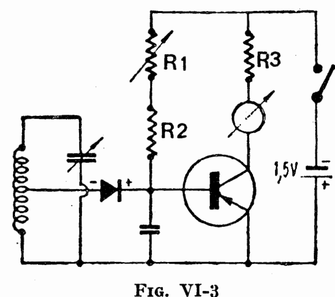


Fig. VI-3

Malheureusement, la plupart des signaux que l'on rencontre en pratique ne sont pas modulés ; mais il est toutefois possible de le faire. Le principe, dans ses grandes lignes, consiste à disposer un interrupteur. Si un tel interrupteur est ouvert et fermé selon une fréquence audible, on entendra une note lorsqu'il y aura un signal à l'entrée. Les dispositions consistent en une modulation par interruption de la porteuse d'entrée, ou en une modulation par interruption du courant continu de sortie du détecteur. L'interrupteur pourra être remplacé par une diode qui fonctionne à une fréquence élevée.

La diode est alimentée par un générateur de basse fréquence et court-circuite le circuit accordé chaque fois qu'elle conduit, c'est-à-dire à chaque cycle. Le signal HF, qui atteint le détecteur, est ainsi modulé en amplitude. Un oscillateur basse fréquence à transistor pilote la diode modulatrice et le circuit complet est représenté à la figure VI-4. L'oscillateur est du type Hartley, mais on peut utiliser n'importe quel autre type. Un soin particulier doit être accordé au choix de la bobine du transformateur utilisé, dont la résistance ohmique ne doit pas être trop élevée, pour ne pas abaisser la tension de la batterie et maintenir une tension suffisante pour le fonctionnement du transistor.

Il faut prévoir la polarisation de la diode modulatrice D_1, quand l'oscillateur est exclu : si elle reste en circuit, il faut appliquer une polarisation inverse, sinon, on constaterait un amortissement indésirable du circuit accordé. On peut remarquer sur la figure VI-4 que lorsque S_1 est ouvert, la tension de la batterie est appliquée à la diode, dans le sens approprié, à travers le transistor oscillateur.

La résistance R_3 contrôle la quantité de modulation. La méthode conseillée pour choisir la valeur convenable consiste à appliquer un signal assez élevé, et d'essayer différentes valeurs de R_3, avec l'oscillateur en fonctionnement, jusqu'à ce qu'on trouve une valeur pour laquelle la lecture de l'instrument est un peu inférieure à la moitié de celle qu'on lit, sans oscillateur. R_1 sert à contrôler l'amplitude des oscillations. Pour T_3 l'auteur a utilisé une impédance BF, à prise milieu.

Le modulateur se révèle d'une grande utilité, pour une rapide recherche des signaux de faible niveau. Ceux-ci sont faiblement audibles, et produisent seulement une faible déflexion de l'aiguille qui peut facilement passer inaperçue si le bouton d'accord est tourné rapidement. La présence d'une note audible permet d'explorer avec soin la gamme désirée et la déflexion de l'aiguille peut alors être observée.

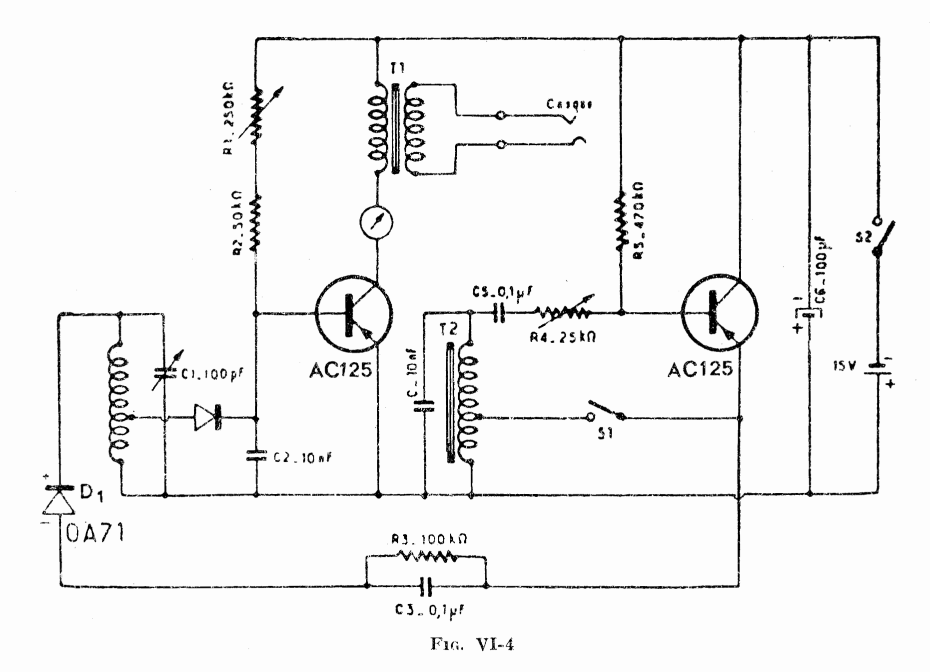


Fig. VI-4

On peut utiliser, pour L_1, un type de bobine à prise, comme on le voit sur le schéma, mais on peut conseiller un enroulement séparé de couplage. La self de couplage doit être enroulée du côté masse de la self principale (L_1).

L'instrument lit en arrière, comme dans le cas d'un grid-dip.

Pour T_2, on utilise une impédance basse fréquence à prise milieu.

UN CONTROLEUR A FONCTIONS MULTIPLES : ONDEMETRE - MONITOR FONE/CW - MESUREUR DE CHAMP

Voici encore un de ces appareils dont on ressent le constant besoin, dont on reporte souvent — et à tort — la réalisation et dont, finalement, on ne saurait plus se passer dès qu'on l'a en main. Un simple contacteur à 4 positions et 3 circuits permet la mise en œuvre et le choix des différentes fonctions qui sont toutes du plus haut intérêt dans une station d'émission d'amateur, puisque l'appareil permet d'effectuer les mesures de champ, l'appréciation des fréquences de travail, voire la mise en évidence des fréquences parasites aussi bien que de juger de la qualité de la modulation ou de contrôler la manipulation (fig. VI-5).

Ces fonctions multiples vont nous amener à scinder la description qui suit en autant de chapitres que de possibilités offertes par l'appareil.

Contrôleur de modulation (Position 3).

C'est le circuit le plus simple. Il se limite à la diode D. Le signal HF est appliqué au point A aux bornes de la bobine d'arrêt Ch, qui est d'un modèle R 100 bien connu. Si le champ est insuffisant, une petite antenne peut être adjointe en ce point. La diode, attaquée sur sa cathode — et c'est important par la suite — détecte et le signal BF résultant est reçu dans un casque à haute impédance.

Mesureur de champ (Position 4).

Le circuit de la diode est toujours en service. La tension négative détectée est filtrée par un condensateur de 1 000 pF et appliquée à la base d'un transistor T_1 AC 126 dont le circuit collecteur se ferme sur une pile miniature (9 V) en série avec un milliampèremètre de 5 mA. Le transistor « s'ouvre » et le courant collecteur varie dans le même sens que la tension détectée et par conséquent que le champ à mesurer. La résistance variable qui charge la diode (10 kΩ) a pour rôle de doser la tension négative appliquée à la base. Naturellement, un milliampèremètre plus sensible peut être utilisé et, dans ce cas, il faut, comme le suggère le schéma, le shunter par une résistance appropriée, R_x, dépendant de la sensibilité et de la résistance interne de l'appareil.

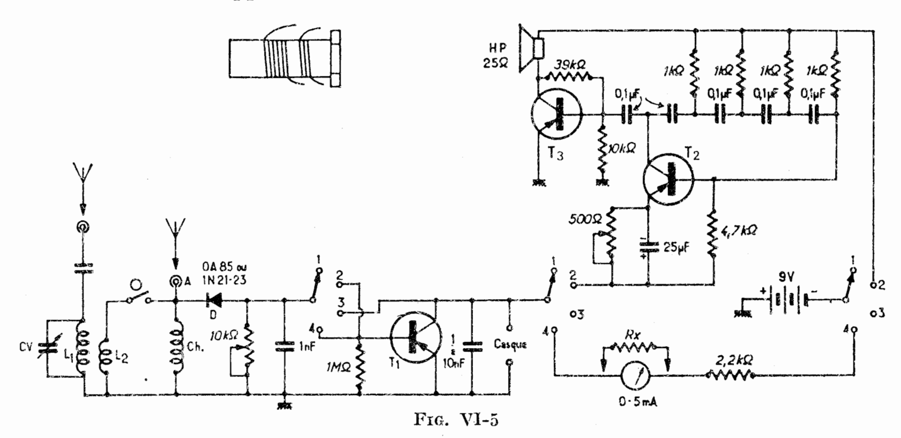


Fig. VI-5

Ondemètre à absorption (Position 4, à nouveau).

Un circuit accordé CV-L_1, couvrant une large bande de fréquences, du fait de la capacité élevée de CV, est réuni acessoirement à une petite antenne extérieure. La tension HF recueillie aux bornes de CV-L_1 est appliquée au point A (entrée apériodique) par la bobine de couplage L_2 et le contacteur miniature O.

CV est un condensateur variable miniature de 500 pF qui permet de couvrir de 7 à 28 MHz avec une seule bobine. Le bobinage L_1-L_2 est réalisé sur un mandrin Lipa de 10 mm de diamètre en fil émaillé de 5/10 mm avec pour L_1 : 10 spires jointives et pour L_2 : 2,5 spires jointives à 2 mm de la base de L_1.

Si on utilise un condensateur variable de valeur moindre, la gamme de fréquences couverte sera réduite et on pourra être amené à réaliser plusieurs bobines.

Lorsque CV-L_1 résonne sur la fréquence d'un oscillateur actif, le milliampèremètre dévie, servant d'indicateur de résonance. L'amortissement étant réduit, l'accord est très pointu et la mesure de la fréquence est sinon d'une grande précision, du moins d'une approximation acceptable, et c'est tout ce qu'on lui demande.

Contrôleur de manipulation (Position 2).

La partie droite du schéma de la figure VI-5 comporte un oscillateur BF, T_2, couplé à un étage de sortie, T_3, chargé par un haut-parleur miniature de 25 Ω. En l'absence de tension HF sur la diode, T_1 est bloqué, ce qui a

pour effet de bloquer T_2. Le haut-parleur est muet. Lorsque le manipulateur de l'émetteur est fermé, la porteuse apparaît. La tension HF appliquée à la diode D fait apparaître une tension négative sur la base de T_1 qui devient conducteur, ce qui a pour effet de débloquer T_2 et de produire une note musicale dans le haut-parleur. T_2 et T_3 sont du type AC132.

L'ajustement des résistances variables permet de régler le niveau et la note obtenue. Mais l'appareil ne permet absolument pas de juger de la qualité de la note de l'émetteur, ce qui est tout différent.

On notera qu'une position neutre du contacteur (1) met l'appareil hors-service en isolant la pile intérieure.

CAPACIMETRE A TRANSISTORS

On a souvent besoin d'un appareil permettant de contrôler les valeurs de condensateurs mica ou céramiques miniatures dont les couleurs ou les spécifications ne sont pas toujours évidentes, et c'est pourquoi ce petit appareil qui nous a été suggéré par Popular Electronics vient à son heure. Baptisé par son auteur « Micro-Master », nous serions tenté de l'appeler « Pico-Master », car il se limite à la mesure précise des condensateurs de moins de 500 pF. On le classera dans la catégorie des appareils simples et pratiques à la fois, mais dont on a un usage fréquent lorsque l'on se livre aux joies de l'expérimentation.

Comme le montre le schéma de principe (Fig. VI-6), il utilise un matériel très réduit. Voyons un peu comment il fonctionne. Un transistor 2N170 qui peut être remplacé par un AF115 ou un AF116 est monté en oscillateur à quartz (400 à 500 Hz). Le circuit C_1-L_1 est accordé sur la même fréquence du cristal. Le circuit L_2-C_2 est accordé sur la même fréquence et une partie des tensions HF induites dans L_2 est appliquée à un germanium D_1 (1N34 ou simi-

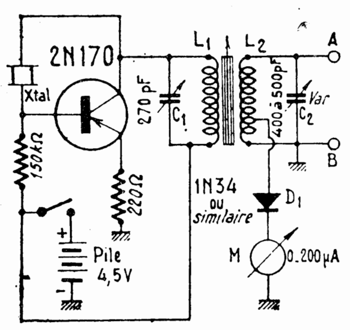


Fig. VI-6

laire). Le courant redressé traverse le microampèremètre M (0-200 µA), qui dévie au maximum lorsque C_1-L_1 C_2-L_2 résonnent sur la fréquence du quartz. Il est facile de deviner que si l'on désaccorde C_2-L_2, l'inflexion de la lecture du microampèremètre sera d'autant plus grande que le désaccord sera plus important. La construction de ce petit appareil n'appelle aucune précaution particulière, étant donnée la fréquence utilisée, sous réserve que les deux bobinages soient convenablement établis et couplés.

Pour trouver la résonance de L_1-C_1, on peut s'aider soit d'un récepteur apte à recevoir la fréquence du cristal, soit d'un voltmètre à lampes muni d'un probe HF, soit insérer un milliampèremètre dans le circuit collecteur à la base du bobinage L_1. On manœuvrera C_1 qui, en réalité, se compose d'un ajustable céramique et d'une petite capacité fixe au mica complémentaire et on ajustera la position du noyau magnétique dans L_1. Après quoi, on

cherchera à obtenir la résonance de L_2-C_2 en fermant complètement celui-ci et en enfonçant le noyau magnétique de manière à obtenir la déviation maximum du microampèremètre. Le Micro-Master est alors en ordre de fonctionnement. Il reste à l'étalonner de manière à obtenir autant de points de lecture directe que possible.

Etalonnage.

Etant donné que l'accord de L_2 se fait avec C_2 complètement fermé, il est facile de comprendre que si l'on réunit une capacité de valeur quelconque mais toutefois inférieure à celle du CV, l'accord de L_2-C_2 sera perturbé et il faudra pour retrouver la résonance, diminuer C_2 d'autant, le microampèremètre servant d'indicateur de résonance. Pour étalonner l'appareil, il nous suffira de quelques condensateurs au mica de bonne précision (± 2 %), soit :

10 pF — 2
25 pF — 1
50 pF — 1
100 pF — 2
200 pF — 2.

Et on aura un nombre raisonnable de points de lecture directe :

10 pF (10 × 1)
20 pF (10 × 2)
50 pF (25 × 2)
60 pF (50 + 10)
75 pF (50 + 25)
100 pF (100 × 1)
125 pF (100 + 25)
150 pF (100 + 50)
175 pF (100 + 50 + 25)
200 pF (100 × 2)
225 pF (200 + 25)
250 pF (200 + 50)
275 pF (200 + 50 + 25)
300 pF (200 + 100)
325 pF (200 + 100 + 25)
350 pF (200 + 100 + 50)
375 pF (200 + 50 + 100 + 25)
400 pF (200 × 2)
425 pF (200 + 200 + 25)
450 pF (200 + 200 + 50)
475 pF (200 + 200 + 50 + 25).

par la simple utilisation d'étalons de précision suffisante, réunis si nécessaire, en parallèle pour obtenir les valeurs intermédiaires. Il restera à munir l'axe de C_2 d'une aiguille de lecture et à procéder à la gravure du cadran. Tout condensateur de valeur inconnue qui ne donne aucune pointe de résonance est à coup sûr ou coupé ou d'une valeur supérieure à 500 pF.

Ce petit appareil que l'on montera en s'amusant avec des « fonds de tiroirs », est appelé à rendre les plus grands services.

Réalisation des bobinages L_1-L_2

Le magazine américain propose d'utiliser des bobines d'antenne GO sur ferrite d'un type particulier. Nous avons, quant à nous, préféré les réaliser nous-mêmes sur des mandrins Lipa du commerce de 10 mm, modèle long, à noyau magnétique et fixation par collerette. Le fil utilisé a été prélevé sur

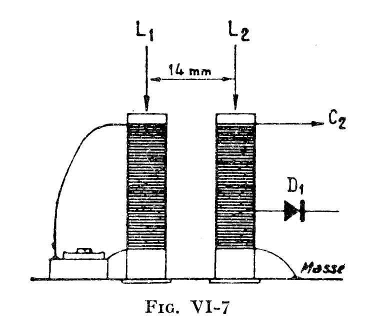


FIG. VI-7

une bobine de récupération. Il est très fin (10/100) et recouvert de soie, mais pourrait être simplement émaillé. Le bobinage peut être fait à spires jointives, mais on peut aussi bien prendre moins de soin et de temps et faire un bobinage en vrac, sur une longueur de 20 mm, avec 160 spires pour L_1, 120 spires pour L_2 et une prise à 20 tours à partir de la masse (fig. VI-7).

L'ETALONNAGE DES RECEPTEURS

Pour écouter une station déterminée sur une fréquence préfixée, il est nécessaire de disposer d'un récepteur possédant une échelle parfaitement calibrée. Par ailleurs, la législation actuellement en vigueur fait obligation aux stations d'amateurs d'être pourvues de dispositifs permettant de mesurer les fréquences et de repérer les limites de bande avec une précision suffisante. C'est pourquoi l'emploi d'un marqueur, sorte d'étalon de fréquences se révèle très utile. C'est un oscillateur à cristal fournissant des harmoniques de rang élevé pouvant aller jusqu'au 300e et couvrant, à partir d'un cristal (100 kHz par exemple) toutes les bandes décamétriques dévolues aux amateurs. Comme il s'agit d'un circuit simple et peu coûteux, il peut être adjoint facilement à n'importe quel récepteur qui en serait dépourvu. De plus, étant donnée la faible consommation de cet étage, il sera alimenté directement par l'appareil.

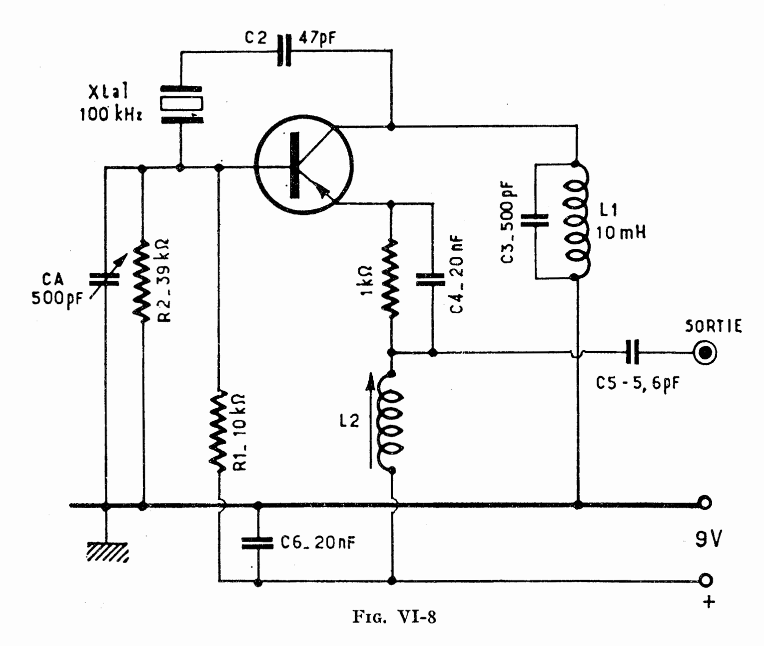


FIG. VI-8

Un circuit de ce type est indiqué à la figure VI-8.

C'est un oscillateur à cristal fournissant des harmoniques pouvant aller jusqu'au 300e et couvrant à partir d'un cristal de 100 kHz toutes les bandes décamétriques dévolues aux amateurs. Ces harmoniques sont naturellement utilisés pour vérifier le calibrage des récepteurs de trafic en particulier et de tous les appareils de laboratoire en général. Le transistor utilisé est un PNP AF115 ou similaire dont la base est à potentiel fixé par un pont R_1-R_2. Le circuit de charge du collecteur est composé de la bobine L_1 (R100) et de

C_3 en parallèle. La capacité C_2 constitue le circuit réactif qui fait entrer le quartz en oscillation. Les harmoniques sont prélevés sur l'émetteur, au niveau de la bobine L_2 ainsi constituée : 90 tours de fil émaillé bobiné fin sur mandrin Lipa à noyau de 10 mm de diamètre. Le fonctionnement est immédiat. Le condensateur CA (500 pF) est à ajuster une fois pour toutes de manière à obtenir le battement nul avec une station de fréquence multiple de 100 kHz à commencer par la plus courante : Droitwich en GO sur 200 kHz très précisément.

Voici deux circuits de marqueurs simples utilisant les quartz FT243 que l'on trouve facilement dans les stocks. On choisira un quartz dont la fondamentale ou un harmonique tombe dans les bandes de fréquences attribuées aux amateurs ; un quartz de 3,5 MHz donne tous les débuts de bande : 3,5 - 7 - 14 - 21 - 28 MHz ; par contre les hauts de bandes ne sont pas dans un rang harmonique ; il faudrait, pour bien faire, avoir un quartz par fin de bande ; soit un quartz de 3,8 MHz et d'autres dans la bande 7 MHz pour connaître les fréquences 7,1 - 14,35 - 21,4 - 29,7.

En utilisant les quartz de 7,2 et 7,3, on obtient les limites de la bande 144 (harmonique 20).

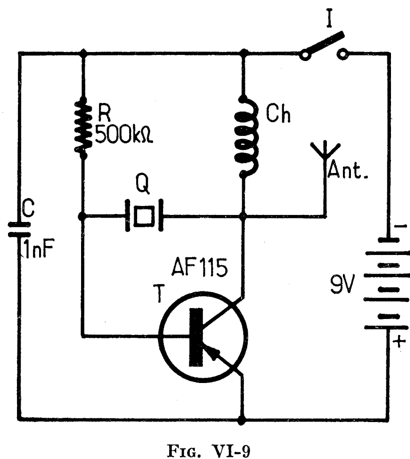


Fig. VI-9

Le premier de ces circuits est équipé d'un transistor PNP AF115 ou similaire ; Ch est une bobine d'arrêt genre R100. L'ensemble peut être réalisé sur une plaquette fixée dans un boîtier métallique ; une petite tige sert d'antenne destinée à faciliter le couplage avec le récepteur (fig VI-9).

Le circuit de la figure VI-10 utilise un transistor NPN ASY28 ou équivalant dans un montage Pierce. Il sera alimenté par l'appareil avec une tension de l'ordre de 6 V.

Cet autre schéma (fig. VI-11) utilise essentiellement deux transistors, genre AF114, AF124 ou équivalents, une diode genre OA85 et deux quartz que l'on trouvera facilement dans les surplus. Le montage, par ailleurs, n'exige que sept condensateurs et quatre résistances.

Le deux oscillateurs donnent des battements qui s'étendent sur une très large bande de fréquences. Les battements sont particulièrement utiles lorsque les quartz sont taillés pour des fréquences telles que 5 000 et 7 500 kHz, et quand la différence des fréquences, entre eux, est de l'ordre de 100 à 500 cycles. Cependant n'importe quelle paire de quartz entre, par exemple, 3 et 9 MHz, convient pour cet oscillateur à battements. Naturellement, tous les battements sont « contrôlés quartz ».

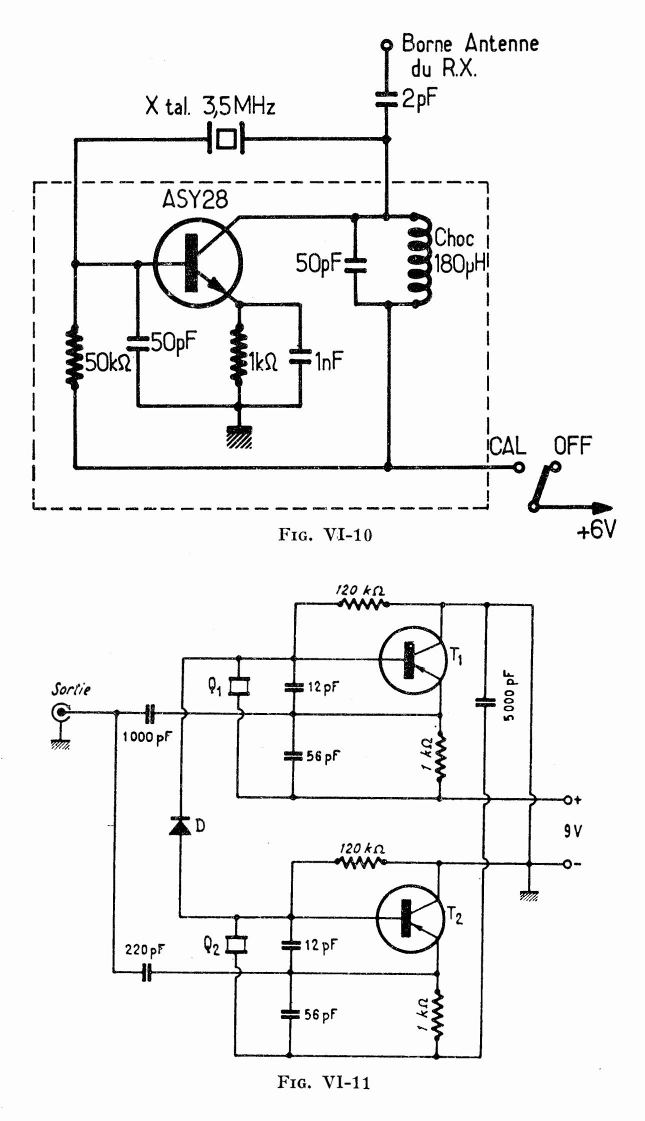


Fig. VI-10

Fig. VI-11

Avec deux quartz dont les fréquences fondamentales sont respectivement de 7 000 et 7 050 kHz, des battements apparaissent à des intervalles de 50 kHz qui commencent aux fondamentales. Il est aussi très facile de repérer sur un récepteur, en dehors de ces dernières fréquences, celles de 7 100, 7 150, 7 200 et ainsi de suite. De même, on percevra des battements sur 6 950, 6 900, 6 850 kHz, etc., les battements les plus puissants étant les plus près des fréquences fondamentales.

Des harmoniques sont également disponibles; c'est ainsi qu'on peut obtenir des fréquences étalonnées quartz à 14 000, 14 100 kHz en utilisant la paire de cristaux indiquée précédemment.

Grâce à cet oscillateur à battements, beaucoup plus de points sont disponibles. Dans l'exemple ci-dessus, des battements apparaissent à des intervalles de 50 kHz au-dessus de 14 100 et au-dessous de 14 000, ainsi qu'à 14 050 kHz.

Quand l'intervalle entre les fréquences de battement est faible, par rapport aux fondamentales, l'amplitude des battements décroît et des « trous » peuvent apparaître entre les harmoniques successives. Si l'intervalle entre les battements est grand, les battements restent puissants. Par exemple, avec 7 000 et 7 500 kHz, l'intervalle est relativement grand et des points tous les 500 kHz sont obtenus sur une très large bande. Avec des quartz de 5 000 et 5 500 kHz, la bande couverte est encore meilleure. L'amplitude des battements reste constante et puissante jusqu'à plus de 5 MHz.

Des quartz de 5 000 et 7 500 kHz donnent des battements à chaque multiple de 2,5 MHz. Cependant, dans ce cas, chaque battement est modulé. L'explication de ce fait, qui pourrait paraître anormal, est la suivante : les quartz ne donnent pas exactement la fréquence marquée, ainsi le 7 500 kHz peut très bien donner 7 501 kHz et ainsi la fréquence exacte de cette modulation dépend de la vraie fréquence des quartz et non de celle marquée. Avec des quartz de 5 000 et 7 000 kHz, on devrait obtenir seulement 2, 4, 6, etc. MHz. En fait, il y un signal à chaque mégacycle et le niveau de sortie paraît plus élevé, même à 55 MHz.

Cet oscillateur peut être utilisé avec des quartz dont les fréquences sont peu éloignées. Par exemple, 3 575 et 3 550 MHz permettent de calibrer la bande 80 mètres à des intervalles de 25 kHz. Cette même paire de quartz peut permettre de calibrer les bandes de fréquences supérieures.

Il est également possible d'apparier des quartz tels que 4 300 et 7 600 kHz. Le second harmonique de 4 300 est 8 600 qui est exactement à 1 MHz de l'autre quartz. On obtient ainsi des points qui sont à 1 MHz d'intervalle. De plus, le 1 MHz entre en battement avec 8 600 kHz pour produire des battements se terminant en 0,6 MHz tels que : 9,6 - 10,6 - 11,6 – 12,6 MHz... en outre des battements apparaissent à : 3,3 - 2,3 - 1,3 MHz... Si tous ces points sont correctement interprétés on dispose ainsi de nombreux points de calibrage.

Dans tous les cas, la précision des battements dépend de la précision des quartz.

CALIBRATEUR A CRISTAL AVEC TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP

Le circuit utilise un transistor à effet de champ et comporte en outre un générateur d'harmoniques produisant des signaux utilisables sur les bandes décamétriques dévolues aux amateurs. Ces harmoniques sont naturellement utilisés pour vérifier le calibrage des récepteurs de trafic en particulier et de tous les appareils de laboratoire en général. La stabilité en température du calibreur est excellente, et la puissance consommée est d'environ 400 μA sous une tension de 9 V, soit 3,6 mW environ.

Un appareil de mesure fait partie intégrante du dispositif et signale le bon fonctionnement du calibrateur en indiquant en permanence l'intensité du courant. Cependant la présence de ce dernier n'est pas indispensable et le réglage initial peut s'effectuer en utilisant un appareil extérieur connecté provisoirement en série avec la batterie d'alimentation. Pour cette dernière on pourra utiliser une pile ordinaire de 9 V, couramment employée dans les appareils à transistors ; cependant une batterie de piles au mercure assurera un meilleur service, notamment en ce qui concerne la stabilité en fréquence, en raison de la meilleure régulation de tension.

Schéma de principe.

Le schéma théorique du circuit est représenté à la figure VI-12. Un cristal de quartz 100 kHz est disposé dans un circuit oscillateur type Colpitts qui utilise un transistor à effet de champ monté en drain commun. La porte de ce transistor présente une impédance très élevée et le cristal qui est monté entre les électrodes porte et drain travaille en circuit résonnant parallèle.

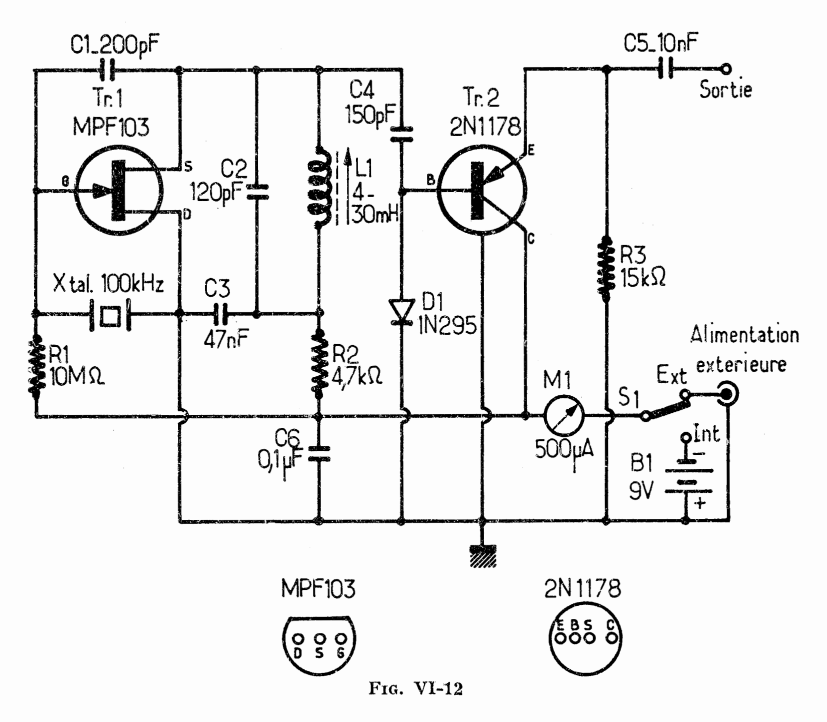


Fig. VI-12

La résistance R_2 limite le courant au moment de la mise en fonctionnement de Tr_1. Si la réinjection HF est bonne, l'oscillation sera entretenue quand la tension d'alimentation amènera le point de fonctionnement au coude de sa courbe caractéristique. Dès que les oscillations commencent, le courant de drain décroît brusquement puisque le circuit est autopolarisé et la polarisation s'ajuste automatiquement pour travailler avec le maximum d'efficacité. Dans ces conditions, le transistor Tr_1, oscille parfaitement, avec une production d'harmoniques très limitée.

Le signal est prélevé sur la source qui offre une impédance relativement basse, et à travers le condensateur de couplage C_4, est dirigé sur le circuit limiteur et générateur d'harmoniques D_1-Tr_2.

A la sortie de Tr_2 qui supprime les alternances négatives, le signal est très riche en harmoniques. Avec une tension d'alimentation de 9 V et le niveau de limitation employé dans ce circuit, la tension, aux bornes de sortie est approximativement de 3 V, pointe à pointe.

Pour monter ce calibreur, on recherchera des connexions courtes et le minimum de capacités parasites en parallèle avec le cristal. Ces dernières diminuent la fréquence de travail du cristal et contribuent à l'instabilité de

la fréquence. Des conducteurs trop longs atténuent l'amplitude des harmoniques de fréquences plus élevées.

Dans sa réalisation, l'auteur a utilisé une plaque de circuit imprimé de 5,4 × 3,8 cm pour réunir les avantages de rigidité des conducteurs (autre considération importante pour le maintien de la stabilité en fréquence) et des connexions courtes.

Le condensateur C_2 sera disposé en dehors de la plaque et connecté directement aux bornes de la self L_1. Cette dernière sera disposée en un endroit facilement accessible pour effectuer le réglage du noyau, bien qu'il soit préférable de blinder l'appareil. Dans la réalisation expérimentale, cette bobine a été montée dans un coin du coffret devant un trou pratiqué dans le panneau supérieur. La distance entre la self et les parois métalliques doit être au moins égale au diamètre de la bobine.

Après vérification du montage, on procède à la mise en place des transistors, du cristal et de la pile. On règle ensuite le noyau de L_1 au moyen d'un tournevis non métallique de manière qu'un tiers environ du noyau soit hors du mandrin. Disposer le commutateur sur la position « INT », si l'appareil fonctionne normalement, l'instrument de mesure devra indiquer un courant de 300 à 350 µA ; dans ce cas, Tr_1 est traversé par le courant maximum que laisse passer la résistance limiteuse — puisqu'il n'est pas en état d'oscillation — et le transistor Tr_2 est seulement traversé par son courant de fuite.

Tout en observant l'appareil de mesure, tourner lentement le noyau de L_1 de manière à le faire pénétrer dans le mandrin. Pour une position bien précise, on constate une brusque déviation de l'aiguille qui indique un courant de l'ordre de 450 µA. Cette augmentation de courant résulte de la mise en oscillation du transistor Tr_2. Faire pénétrer alors le noyau L_1 de deux tours supplémentaires à l'intérieur du bobinage et l'aiguille se situera alors aux environs de 400 µA.

Déconnecter la pile en plaçant le commutateur S_1 sur la position « EXT » afin que le circuit ne soit plus en fonctionnement, attendre quelques instants et revenir ensuite sur la position « INT ». L'aiguille du microampèremètre doit osciller sur une valeur élevée se situant aux environs de 400 µA. Si l'aiguille oscille sur une valeur plus élevée qui varie rapidement avant de revenir en arrière, faire avancer encore le noyau d'un tour complet.

Il faut tenir compte, au moment du réglage du dispositif que les valeurs lues sur le microampèremètre peuvent varier légèrement suivant les éléments utilisés, notamment en ce qui concerne les transistors, l'appareil de mesure et la pile. Cependant le sens de la déviation et son amplitude approximative durant ces opérations devront être les mêmes.

Liste des composants.

B_1 : pile de 9 V.
C_1 : condensateur mica de 200 pF.
C_2 : condensateur mica de 120 pF.
C_3 : condensateur milar de 0,047 µF.
C_4 : condensateur mica de 150 pF.
C_5 : condensateur céramique de 0,01 µF.
C_6 : condensateur céramique de 0,1 µF.
D_1 : diode IN295 ou similaire.
L_1 : bobine ajustable de 4 à 30 mH.
M_1 : micrampèremètre 0-500 µA.
Tr_1 : transistor à effet de champ type MPF103.
Tr_2 : transistor type 2N1178.

R_1 : 10 mégohms.
R_2 : 4 700 ohms.
R_3 : 15 kΩ.
S_1 : commutateur à deux positions.
XTAL : quartz 100 kHz.

MARQUEUR 100 kHz

Le simple générateur de signaux décrit à la figure VI-13 est constitué par deux transistors parmi lesquels T_1 fonctionne comme oscillateur tandis que T_2 sert d'amplificateur avec une distorsion relative du signal nécessaire pour la création de la série d'harmoniques.

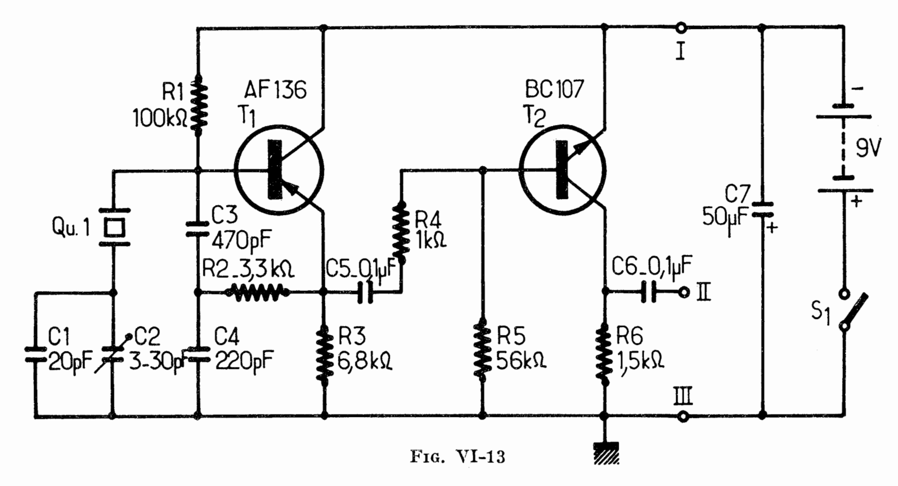


Fig. VI-13

Le quartz est disposé entre la base de T_1 et la masse. Comme on le sait, celui-ci est assimilable à un circuit oscillant qui peut fonctionner, avec ses valeurs propres de L et C, en série ou en parallèle. Dans le cas présent, on utilise la résonance parallèle.

Le transistor T_1 du type PNP fonctionne en collecteur commun ; ce circuit est assimilable au Colpitts de vieille mémoire, étant donnée que la tension de réaction nécessaire pour le fonctionnement du transistor comme oscillateur est prélevée en utilisant un potentiomètre capacitif constitué de C_3 et C_4, de 470 pF et 220 pF respectivement. En série avec le quartz est disposé un condensateur compensateur qui permet de porter la fréquence fondamentale exactement sur 100 kHz. Aux bornes de ce compensateur, on trouve un condensateur de 20 pF du type à coefficient thermique négatif, pour la compensation de la dérive de fréquence en face des variations de température. Le point de fonctionnement de T_1 est déterminé par R_1 et R_3 ; la sortie s'effectue sur l'émetteur, donc à basse résistance.

Le second transistor T_2 du type NPN est disposé en émetteur commun. Le signal arrive à la base de T_2 à travers C_5 et R_4. Avec C_5, R_4 sert de découpleur pour éviter la formation d'oscillations parasites par le second transistor. Le point de fonctionnement de ce dernier est déterminé par les résistances R_5 et R_6 ; l'amplification est poussée de manière que l'oscillation émise soit rectangulaire et donc riche en harmoniques.

L'alimentation est obtenue au moyen d'une batterie de 9 V, aux bornes de laquelle est disposé un condensateur électrolytique de 50 µF. La tension

de sortie est prélevée aux bornes de la résistance de collecteur R_6 à travers le condensateur C_6. Comme le second transistor est surchargé, la tension de sortie pointe à pointe est à peu près égale à la tension d'alimentation : elle s'élève, en effet, à 8,5 V pp. La connexion 2 est donc suffisante pour rayonner le signal, cependant on peut y brancher une section de fil qui sera disposée au voisinage de la borne antenne.

CALIBRATEUR-MARQUEUR : 10-100-400 (ou 500 kHz)

Le calibrateur-marqueur décrit est un générateur HF dont la fréquence d'oscillation fondamentale de 400 (ou 500) kHz permet, grâce à deux démultiplicateurs successifs de fréquence, de donner des points de repère très précis tous les 400 (ou 500) kHz, tous les 100 kHz et enfin tous les 10 kHz. C'est un appareil de haute précision, que l'on peut qualifier d'étalon de fréquence, et qui a sa place aussi bien dans l'atelier de l'OM que dans le laboratoire de tout radio-électronicien, tant amateur que professionnel. Le calibrateur-marqueur permet en particulier de vérifier, et éventuellement de retoucher, l'étalonnage d'un récepteur ; il permet aussi de marquer un wobulateur, d'étalonner des hétérodynes HF, des VFO, etc. Il faut également signaler qu'on peut obtenir des démultiplications de fréquence différentes de celles indiquées. Il suffit de modifier quelques valeurs du circuit, de façon à obtenir des divisions autres que tous les 100 ou tous les 10 kHz.

Le schéma.

Le schéma de principe complet du calibrateur-marqueur est donné figure VI-14. L'appareil est équipé de cinq transistors, tous des 164A, transistors HF PNP au germanium.

Le transistor T_1 fonctionne en oscillateur du genre Pierce, stabilisé par un quartz de 400 ou 500 kHz disposé entre collecteur et base. La version

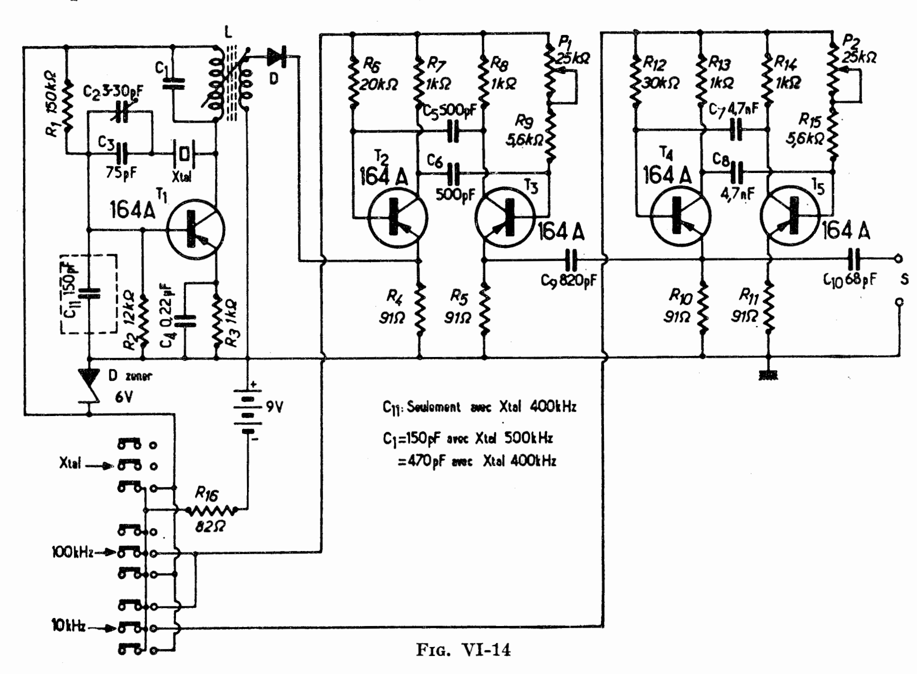


FIG. VI-14

décrite ici est celle équipée du quartz 400 kHz. Le circuit accordé L-C_1 est réglé sur la fréquence de travail. La valeur de C_1 est de 470 pF. Si l'on utilisait un quartz de 500 kHz, C_1 aurait alors une valeur de 150 pF, et le condensateur C_{11} serait à supprimer. Ce condensateur C_{11}, utilisé avec le quartz de 400 kHz, a une valeur de 150 pF, valeur pouvant être légèrement modifiée lors de l'ajustement de la fréquence. Le condensateur C_2, ajustable 3-30 pF, permet de rattraper dans une certaine limite la fréquence du quartz utilisé. Dans le secondaire du circuit accordé de collecteur de T_1 se trouve une diode D, chargée d'appliquer des impulsions au premier multivibrateur (T_2, T_3), dont la fréquence de récurrence est ici réglée à 100 kHz par le potentiomètre P_1 de 25 kΩ, et les valeurs de C_5 et C_6, condensateurs de 500 pF chacun. Le signal à 100 kHz, prélevé sur l'émetteur de T_3, est transmis par le condensateur C_9 de 820 pF, au second multivibrateur (T_4, T_5). Les valeurs de ce dernier sont les mêmes que pour le précédent, sauf R_{12}, qui est de 30 kΩ, et C_7 et C_8, qui sont de 4,7 nF, afin de déterminer une fréquence de récurrence de 10 kHz, que l'on ajustera à sa valeur exacte par P_2, potentiomètre de 25 kΩ. Un condensateur de 68 pF (C_{10}) transmet le signal prélevé sur l'émetteur de T_4, à la borne de sortie.

Un commutateur à poussoir permet de choisir la gamme de l'appareil que l'on désire utiliser. Ce commutateur applique la tension d'alimentation soit à l'oscillateur seul (position Xtal), soit à l'oscillateur et à l'un des deux multivibrateurs (positions 10 et 100 kHz). Une diode zener de 6 V stabilise la tension d'alimentation, et compense les effets néfastes dûs à l'usure de la pile

Montage et câblage.

L'appareil est contenu dans un coffret métallique de 115 × 90 × 60 mm. Les trois poussoirs de sélection de gamme et les prises « Sortie » et « Masse » sont accessibles sur la face avant du coffret. A l'intérieur de ce dernier, un circuit imprimé supporte la plupart des éléments du montage.

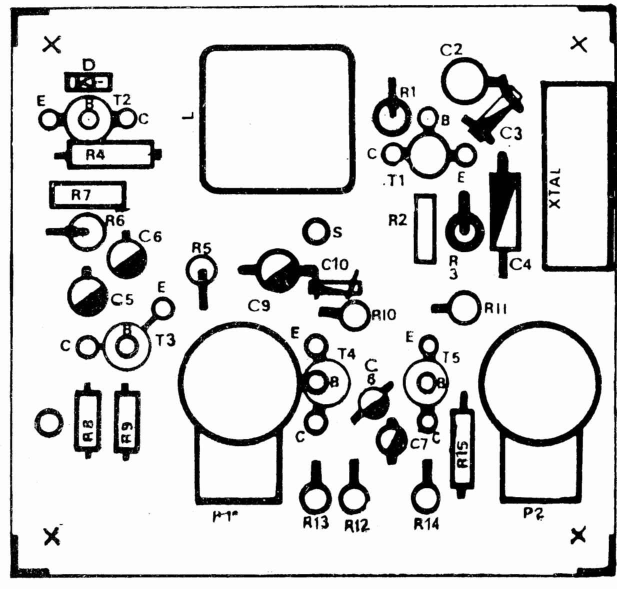


Fig. VI-15

La vue de la partie supérieure de ce dernier (côté pièces) est donnée figure VI-15. Les différents composants sont représentés avec les mêmes références que celles portées sur le schéma de principe. On disposera et on fixera les éléments conformément à l'implantation indiquée. Le support du quartz sera placé côté cuivré de la plaquette, et maintenu par deux vis avec écrous. Toujours du côté cuivré de la plaquette, on remarque certains éléments à câbler (C_1 et C_{11}), ainsi que les liaisons au commutateur (fig. VI-16). On remarque sur cette même figure le trou de repérage du transformateur L. Lorsqu'on tient ce dernier côté picots vers soi, le primaire se trouve à gauche du trou de repérage, placé vers le haut, et le secondaire à droite de ce même trou.

Lorsqu'on aura ainsi complètement câblé le circuit imprimé, et préparé les liaisons au commutateur en les repérant d'avance, on placera alors la plaquette dans le boîtier, les deux potentiomètres étant dirigés vers la face avant du coffret.

On fixera cette plaquette à l'aide de vis et d'écrous, des entretoises isolantes maintenant le circuit imprimé à 10 mm du fond du châssis. Les vis de fixation sont au nombre de quatre. Deux d'entre elles servent également à maintenir deux des quatre pieds de caoutchouc, à l'extérieur du coffret.

Le circuit imprimé étant fixé, on placera sur la face avant du boîtier, aux emplacements qui leur sont réservés, une douille rouge marquée S, qui sera reliée par 5 à 6 cm de fil argenté 10/10 au point S figurant au centre de la plaquette, et une douille noire marquée M qui sera reliée, au plus court, au boîtier du potentiomètre P_2.

Sur le capot du coffret, on fixera alors le commutateur à poussoirs, maintenu par deux vis, en intercalant des rondelles plates entre commutateur et paroi du coffret. Les liaisons issues de la partie inférieure du circuit imprimé ayant été préalablement repérées, on les établira sur les cosses correspondantes du commutateur. On câblera également R_{16}, de 82 Ω et la diode zener 6 V, extérieure à la plaquette, et on établira les liaisons du bouchon de raccordement à la pile d'alimentation de 9 V, type « Gnoma ». Une patte de fixation maintiendra cette dernière verticale contre la paroi du capot, derrière le commutateur.

Les quartz proviennent d'un émetteur BC603, et sur leurs boîtiers sont inscrits la fréquence d'émission de l'émetteur et le canal correspondant, pour un quartz donné. Sur le boîtier du quartz 500 kHz, on lira donc 27 *MHz* (fréquence de l'émetteur) et *Channel* 70. Sur le boîtier du quartz 400 kHz, on lira 21,6 *MHz* (fréquence de l'émetteur) et *Channel* 16.

Réglage.

Le câblage étant terminé, l'appareil est prêt à être réglé. On enclenche le poussoir « Xtal », et on écoute sur un récepteur la fréquence du quartz. On règle le noyau de L pour avoir un maximum de puissance. Si l'on possède un récepteur onde courte sensible, on écoute la fréquence étalon de WWV du « National Bureau of Standards » de Washington (émetteur de Beltsville, Maryland). Ces émissions ont lieu 24 heures sur 24 et il est toujours possible en France, de capter au moins l'une d'entre elles (sur 5, 10, 15 ou 20 MHz). Ces fréquences porteuses sont modulées en BF à 600 ou 400 Hz, et sont exactes au moins à un cent millionième près. Ces émissions étant reçues, on ajuste alors C_2 et C_{11} pour obtenir un battement nul entre le signal WWW et le signal du calibrateur. Si l'on se cale, à 100 Hz près, sur 10 MHz, la précision de l'appareil est alors de $1/10^5$! Ce résultat est considérable, et représente une erreur de 4 Hz sur la fondamentale (400 kHz). On voit donc que plus la fréquence de réference est élevée, plus la précision est grande.

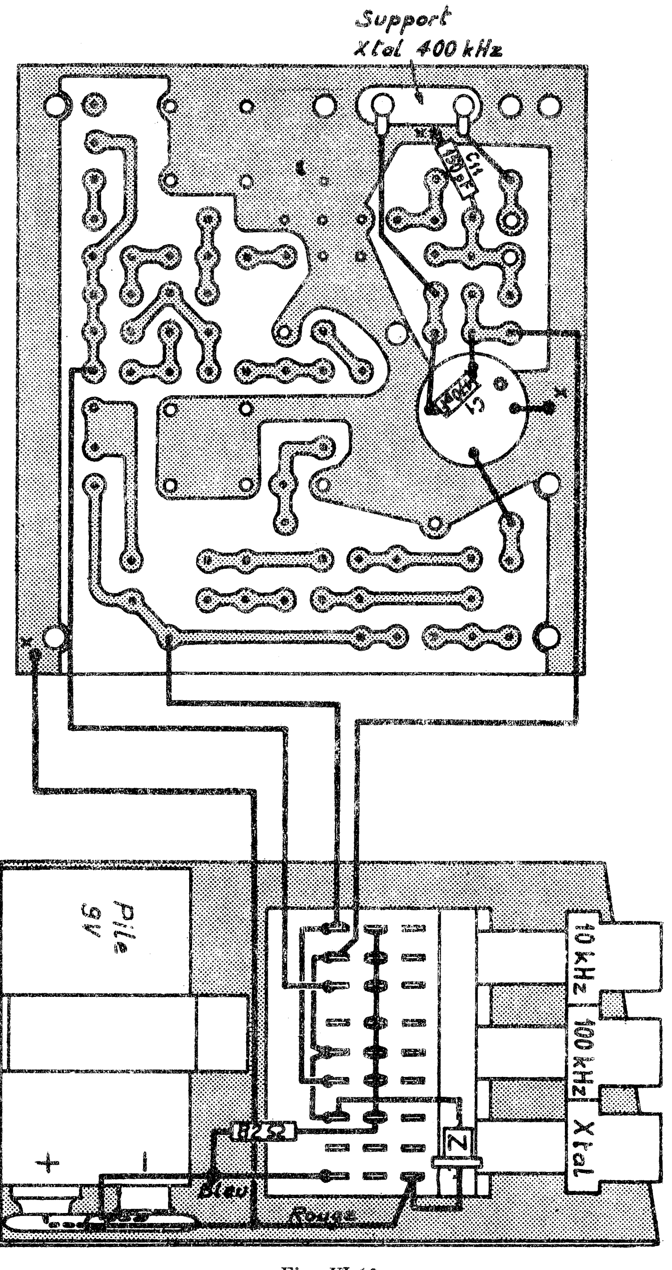

Support
Xtal 400 kHz
C11
C1
Pile
9V
+
-
Bleu
Rouge
Z
10 kHz
100 kHz
Xtal

Fig. VI-16

Le réglage fin s'effectuera de la façon suivante : lorsque l'oscillateur à quartz fonctionne, on doit pouvoir entendre un signal tous les 400 ou 500 kHz, selon le quartz utilisé. On a intérêt à écouter en position « télégraphie ». Il reste donc à régler les multivibrateurs. Pour cela, enclencher le poussoir 100 kHz et régler P_1 pour qu'entre deux « pip » 500 kHz, on trouve quatre autres « pip » (ou trois, dans le cas d'un quartz 400 kHz). On a

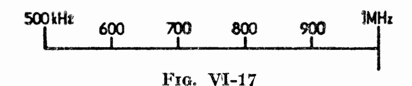


FIG. VI-17

alors obtenu la synchronisation du multivibrateur sur 100 kHz (fig. VI-17). Pour régler le second multivibrateur sur 10 kHz, on procédera de la même façon, mais en plaçant, entre deux « pip » 100 kHz, neuf autres « pip » (fig. VI-18). Le mode opératoire est simple, mais demande une grande attention, car il est facile de se tromper d'une unité, surtout lors du réglage du multivibrateur accordé sur 10 kHz.

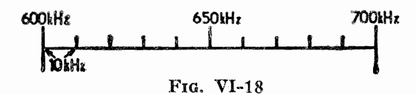


FIG. VI-18

Si l'on ne possède pas de récepteur de trafic, on réglera l'oscillateur sur sa fréquence exacte, après avoir réglé tout d'abord la fréquence des multivibrateurs comme on vient de l'indiquer. Il suffira pour cela d'écouter le battement produit entre l'harmonique 2 du multivibrateur à 100 kHz et l'émetteur BBC de Droitwich, fonctionnant sur 200 kHz (1 500 m - grandes ondes), dont le pilote est tout particulièrement étudié et d'une sensibilité remarquable. Ce réglage de l'oscillateur, pour être naturellement un peu moins efficace que celui décrit plus haut, en raison, en particulier, de la fréquence de référence beaucoup plus basse, n'en est pas moins excellente, s'il est exécuté patiemment et correctement.

Utilisation.

Les utilisations d'un calibrateur-marqueur sont innombrables. Nous en avons cité quelques-unes, mais les indications données ne sont pas limitatives, et il est facile d'imaginer sans peine toutes les possibilités que confère cet appareil. Il est, par exemple, très facile de connaître avec précision une fréquence. Supposons qu'on veuille caler très exactement un récepteur sur 14,150 MHz. On commence par enfoncer le poussoir « Xtal », et on écoute l'harmonique 14 MHz (1). Puis on passe sur la position « 100 kHz » du calibrateur et on règle ensuite sur la position « 10 kHz » du calibrateur, et on compte cinq « pip » : on est alors sur 14,150 MHz (3), à une centaine de Hz près (fig. VI-19).

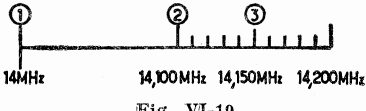


Fig. VI-19

Signalons enfin que le calibrateur-marqueur étant un instrument de laboratoire de précision, doit être traité comme tel, en particulier en ce qui concerne la température ambiante d'utilisation. Pour une bonne stabilité de l'appareil, cette température ambiante doit se situer dans la mesure du possible, entre 20 et 25 °C et ne pas varier durant l'utilisation du calibrateur, afin de ne pas affecter les précisions des mesures. Des essais effec-

tués sur prototype ont cependant permis de constater que la dérive était pratiquement nulle, même lorsque l'appareil était exposé à une source de chaleur moyenne.

CIRCUIT POUR L'IDENTIFICATION DES SIGNAUX MARQUEURS

Au cours des opérations d'alignement, de mise au point et de vérification du comportement d'un récepteur, les signaux marqueurs produits par un oscillateur à cristal fonctionnant sur la fréquence de 500 kHz ne sont pas toujours facilement identifiés pour permettre un examen convenable des signaux reçus.

Le circuit représenté à la figure VI-20 facilite considérablement une telle distinction. Celui-ci est essentiellement constitué par un transistor du type unijonction, disposé de manière à commuter l'alimentation appliquée à l'oscillateur à cristal de telle sorte que celle-ci soit appliquée et coupée alternativement.

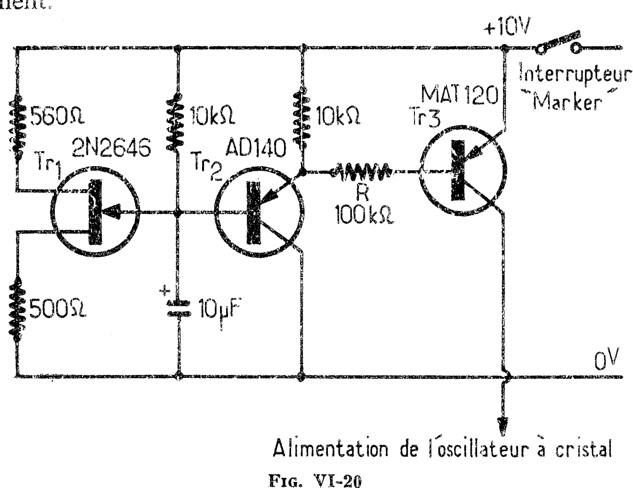


FIG. VI-20

Ce dispositif particulier rend intermittent le signal marqueur qui correspond à cette fréquence, lequel apparaît ou disparaît sur l'écran de l'oscilloscope avec une alternance de fréquence comprise entre 5 et 10 Hz, parfaitement décelable par l'oreille, ou bien détermine une certaine modulation d'amplitude, quand on utilise un oscillateur à battements. Le signal en dents de scie, disponible sur l'émetteur du transistor unijonction, est appliqué aux bornes d'un circuit à haute impédance ; (circuit à couplage d'émetteur à travers lequel est piloté l'étage final de commutation).

La résistance R, qui présente dans notre cas, une valeur nominale de 100 kΩ, peut impliquer une certaine mise au point pour obtenir un gain de modulation convenable ; pour cette raison, on la choisira du type semi-fixe avec possibilité d'augmenter ou de diminuer la valeur selon les exigences. De plus, en branchant un voltmètre ayant une résistance interne suffisamment élevée entre le collecteur de Tr_3 et la masse, il est possible de noter des variations d'amplitude d'environ 1 V au-dessous de la tension d'alimentation.

Ce circuit présente l'avantage de faciliter considérablement l'identification des signaux marqueurs, dans la gamme comprise entre 18 et 30 MHz, à l'intérieur de laquelle les harmoniques de l'oscillateur d'ordre élevé, produits par le cristal, sont relativement faibles.

CONTROLEUR DE QUARTZ

De nombreux OM possèdent dans leur laboratoire, des appareils de mesure, et nous pensons que certains seront heureux de compléter leur ensemble par un contrôleur de quartz. Cet appareil, utilisable en laboratoire, peut grâce à ses faibles dimensions être emporté dans une poche et ainsi, avant de faire l'achat d'un quartz, il est toujours possible de contrôler son activité. On pourra d'ailleurs, en maintenant les réglages dans la même position, choisir le quartz le plus actif. Enfin, cet appareil peut, avec un quartz approprié et une petite antenne, être utilisé comme générateur.

Schéma de principe.

Etudions maintenant le fonctionnement de cet appareil. Le transistor Q_1 est connecté dans le circuit de l'oscillateur Pierce à quartz. Le quartz est placé dans l'un des supports J_2 ou J_3, le signal de sortie résultant est détecté par la diode D_1 et amplifié par le transistor Q_2. L'appareil de mesure M_1, placé dans le circuit collecteur de Q_2, indique l'activité relative du quartz.

A cause du courant de fuite normal du transistor Q_1, M_1 dévie légèrement même lorsqu'il n'y a pas de quartz dans le circuit. On peut remettre l'aiguille au zéro à l'aide du potentiomètre R_6. Le potentiomètre R_2 contrôle la tension de base de Q_1 et donc la puissance d'oscillation. On peut le régler afin d'éviter qu'avec un quartz très actif, le milliampèremètre ne soit détérioré.

L'alimentation se fait par une pile de 9 V, mise en service par l'interrupteur S_1.

Comme il a été précisé plus haut, on peut disposer une antenne dans la fiche Jack J_1, afin d'utiliser l'appareil comme générateur ou comme mesureur de champ.

L'ensemble tient dans un boîtier de 14 × 8 × 3,5 cm et peut être, comme nous l'avons dit, très facilement glissé dans une poche.

Voyons maintenant comment utiliser le contrôleur.

Utilisation.

Pour essayer un quartz, manœuvrer l'interrupteur S_1 en s'assurant que le potentiomètre R_2 est au minimum. Ensuite, à l'aide de R_6 amener M_1 au zéro. Enfoncer alors le quartz dans son support et manœuvrer lentement R_2 jusqu'à ce que l'on observe une indication sur M_1.

Toute indication de M_1 est un signe que le quartz oscille, mais l'activité relative du quartz peut être déterminée seulement par comparaison avec d'autres quartz.

Les quartz overtone peuvent également être contrôlés mais uniquement sur leur fréquence fondamentale.

Comme générateur, R_2 contrôle le niveau de sortie, alors qu'en mesureur de champ, R_2 contrôle la sensibilité d'entrée.

Valeurs des éléments (Fig. VI-21).

R_1 : 100 kΩ ; R_2 : Pot. 50 kΩ avec inter S_1 ; R_3 : 1 kΩ ; R_4 : 1 kΩ ; R_5 : 1 kΩ ; R_6 : 10 kΩ pot. ; R_7 : 47 kΩ.

M_1 : milliampèremètre 0 — 1 mA.

C_1 : 100 pF mica ; C_2 : 1 000 pF mica ; C_3 : 47 pF mica ; C_4 : 100 pF mica ; C_5 : 20 000 pF papier.

D_1 : diode IN24A ou similaire.

Q_1 : 2N274 ; Q_2 : 2N190.

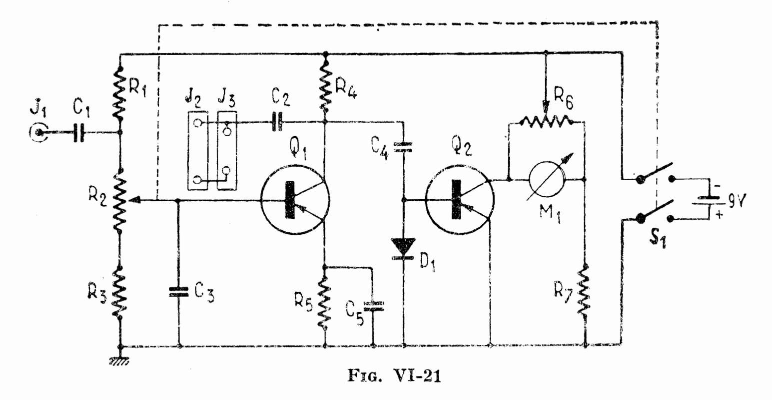


Fig. VI-21

LES FILS DE LECHER

Pour étalonner un grid-dip, une première solution consisterait à utiliser un générateur VHF. Nous ne la citons que pour mémoire, car l'OM qui possèderait un tel appareil n'aurait pas besoin de faire appel aux ressources de sa matière grise pour arriver à ses fins ! Et celui-là ne serait pas le Robinson, avec ou sans son fidèle Vendredi, si, venant de terminer un grid-dip VHF, il en était arrivé à l'ultime phase de l'étalonnage ? Il aurait, comme nous, construit et utilisé à cette fin une ligne de Lecher ! Rien de plus simple. Nous disposons de cela depuis longtemps. Une latte de bois dur de 2,50 m de long, 6 cm de large et 2 cm d'épaisseur en constitue l'armature comme le montre la figure VI-22. A chaque extrémité sont fixées deux

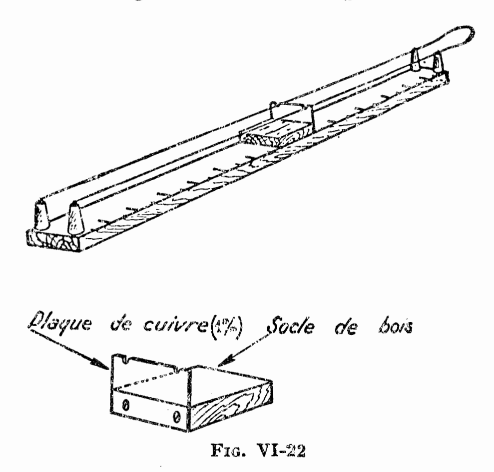


Fig. VI-22

colonnettes de porcelaine équidistantes entre lesquelles sont tendus deux fils de cuivre de 15 à 20/10 de mm préalablement étirés. On a donc une ligne de fils parallèles de près de 2,50 m de long, espacés de 3,5 à 4 cm. La latte support est graduée de 10 en 10 cm et chaque section est graduée tous les centimètres avec un trait plus fort pour les divisions 5, 15, 25, etc., pour faciliter la lecture. Un curseur représenté, figure VI-22, permet de fermer la ligne à une longueur variable de 0 à 2,50 m. Il se compose d'un bloc de bois dur de 6 cm × 6 cm et 2 cm d'épaisseur sur lequel est vissée verticalement une plaque de cuivre ou de laiton de 6 cm de large et d'une

hauteur un peu supérieure à celle des colonnettes du pont. Le bord supérieur est entaillé de deux crans demi-circulaires distants de l'écartement des fils qui viendront s'y loger. On devine que quelle que soit la position du curseur, le contact avec les deux fils devra être franc. On terminera la ligne par une « épingle à cheveux » d'une dizaine de centimètres de long pour permettre le couplage. Comme on le voit, il s'agit d'une mécanique élémentaire facile à exécuter et... à l'abri de toute panne d'alimentation.

Reste à s'en servir. Le grid-dip ayant montré par la mise sous tension qu'il était parfaitement normal, on réglera le potentiomètre de sensibilité de manière à amener l'aiguille du microampèremètre juste au bout de l'échelle.

Coupler alors fortement la boucle du grid-dip à celle du pont et déplacer le curseur le long de la ligne en fixant des yeux l'appareil de mesure. Pour une position donnée on notera un « dip ». Supposons que ceci se produise lorsque la lame métallique du curseur se trouve sur la division 45. N'en tirons aucune conclusion hâtive quant à la longueur d'onde mais notons ce chiffre et continuons à glisser le curseur vers l'extrémité opposée de la ligne jusqu'à trouver un autre dip, tout aussi net que le premier. Supposons que cette nouvelle position se trouve sur la division 195. La distance entre les deux positions de résonance de la ligne est de 150 cm, ce qui correspond à *une demi-longueur d'onde* de la fréquence du circuit du grid-dip. La longueur d'onde est 3 m et la fréquence 100 MHz.

On procédera ainsi pour mesurer la fréquence couverte la plus basse. Pour cela on enfoncera au maximum les lames mobiles entre les lames du stator. On cherchera la distance entre deux « dip » successifs, et, pour obtenir la précision la plus grande, on diminuera le couplage entre l'appareil à étalonner et le pont de mesures. On procèdera pareillement pour la fréquence la plus élevée (lames du rotor complètement sorties) et on vérifiera ainsi que la gamme couverte s'étend bien de 30 à 160 MHz. Avec un CV plus important, la limite de la fréquence inférieure sera plus basse. De proche en proche, on déterminera les fréquences intermédiaires : et on portera les chiffres sur le panneau avant de l'appareil qui sera ainsi à lecture directe et instantanée comme un vrai générateur HF, PO-GO.

Cet étalonnage ne sera fait valablement qu'une dizaine de minutes après la mise en marche de l'appareil.

Une autre méthode fait appel à un générateur HF descendant à 50 MHz et calé sur cette fréquence. Si on couple le grid-dip et le générateur on obtient pour les harmoniques de 50 MHz : 100, 150, etc., un battement audible qu'il est facile d'amplifier en basse fréquence. Bien que plus précise, cette méthode n'est pas à conseiller car elle comporte un risque d'erreur important ; comment reconnaître en effet le rang de l'harmonique entendu ? Le mesureur au pont de Lecher ! Nous y revenons. Comme celui-ci se suffit à lui-même, nous nous y tiendrons.

DIP-METRE A TRANSISTORS

Qu'est-ce qu'un dip-mètre ? L'appareil qui porte ce nom se sert d'un « creux de courant » pour indiquer la résonance de son circuit lorsqu'il est couplé à un circuit inconnu. Ses applications sont nombreuses.

Prenons par exemple le cas où, dans la réalisation des selfs devant équiper un émetteur, on ignore le diamètre adéquat du support ou du fil. Par ailleurs, les amateurs connaissent les mésaventures qui peuvent résulter d'une erreur dans le nombre de spires. En fait, le bobinage étant réalisé, il suffit de rechercher avec le dip-mètre la fréquence à laquelle résonne le circuit accordé pour décider, en pleine connaissance de cause, si l'on doit augmenter ou diminuer le nombre de spires.

Quand on réalise un montage, par suite des tolérances ou des capacités parasites, il se peut qu'un circuit accordé ne présente pas une parfaite relation entre inductance et capacité, bien que le bobinage ait été réalisé suivant les indications données. Dans ce cas, un rapide examen avec le dip-mètre, permettra de savoir immédiatement s'il est nécessaire de retoucher les valeurs de L ou de C, puisque cet instrument peut contrôler, dans un circuit accordé, non seulement la fréquence de résonance, mais aussi son acuité. On sait que le meilleur rendement d'un circuit accordé est obtenu pour une certaine relation entre inductance et capacité. Plus grande est la déviation, meilleur est le rendement.

On peut également utiliser cet instrument pour le réglage des étages moyenne fréquence, des antennes, le réglage des circuits accordés, des filtres, l'élimination des ondes stationnaires ou la suppression des interférences en télévision.

Une application très intéressante et utile du dip-métre consiste dans son utilisation comme capacimètre pour la mesure des condensateurs de faibles valeurs (de 5 à 100 pF). On lui couple un circuit accordé constitué d'une bobine pour ondes courtes et d'un condensateur variable à air de 100 pF (fig. VI-23) agissant de manière qu'à une fréquence déterminée — n'importe

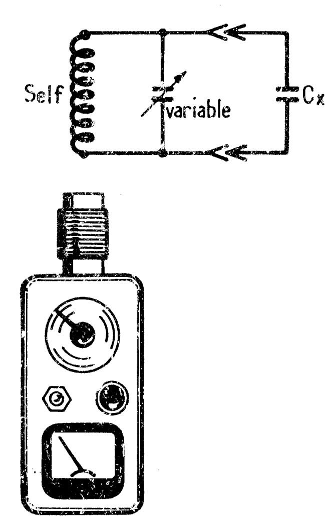


Fig. VI-23

laquelle — le dip-mètre indique l'accord du circuit avec le variable 100 pF complètement fermé. En disposant alors en parallèle un condensateur de valeur inconnue, on définira cette dernière en agissant sur le variable pour obtenir l'accord à nouveau. Une échelle graduée, étalonnée avec quelques capacités connues permettra de réaliser un accessoire utile et économique.

Description du circuit.

Celui-ci est représenté à la figure VI-24. Comme on le voit, deux transistors seulement sont nécessaires pour la réalisation de l'appareil : un qui remplit la fonction d'oscillateur haute fréquence (TR_1) et l'autre, celle d'oscillateur BF (TR_2). Celui-ci est nécessaire pour moduler les signaux HF afin de faciliter la mise au point des récepteurs, en écoutant dans le haut-parleur, le signal délivré par l'instrument.

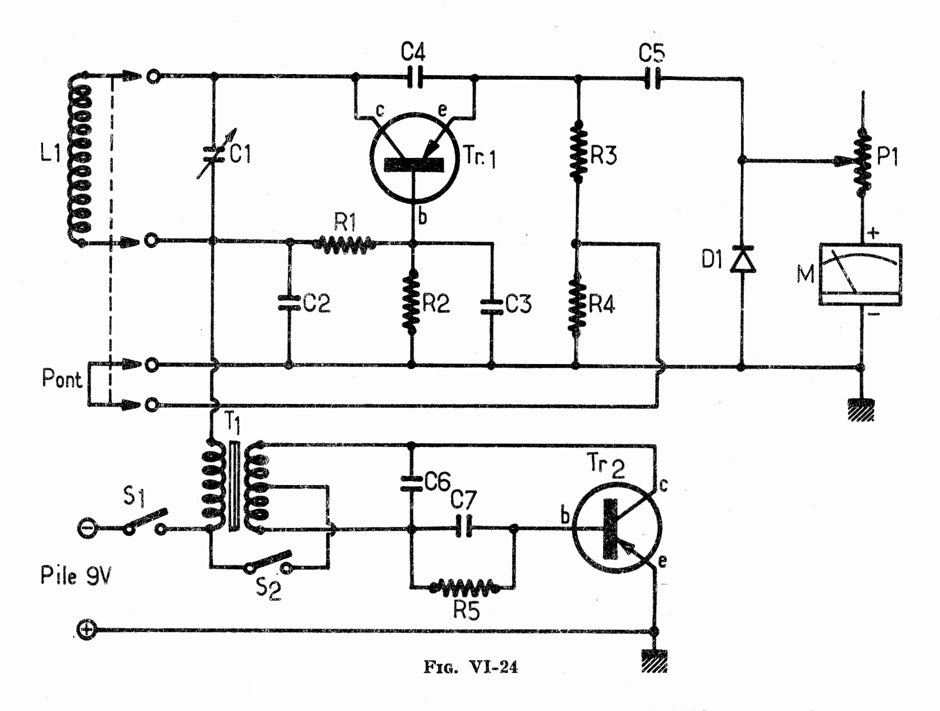


FIG. VI-24

L'étage HF est équipé d'un transistor PNP type AF102 ; cependant tout autre type pour VHF, comme le AF115, remplira les mêmes fonctions, sans autre modification. Pour l'étage BF, on utilisera un transistor PNP AC125 ou AC126.

Le fonctionnement de l'appareil est très simple. L'oscillateur HF est pourvu d'un circuit accordé réglagle, dont la bobine est disposée à l'extérieur. Le signal HF est, en partie, prélevé par le condensateur C_5 et traverse la diode redresseuse D_1. Le microampèremètre, disposé à ses bornes, indique donc un courant dont la valeur est liée à l'amplitude du signal produit par l'oscillateur ; à l'aide de P_1, il sera possible de régler une telle indication à une valeur convenable pour une bonne observation.

Si on approche au voisinage de L_1, un circuit accordé résonnant à la même fréquence que celle de l'oscillateur, celui-ci absorbera une partie du signal HF, se traduisant par un creux sur le microampèremètre. Tant que les deux circuits (celui du dip-mêtre et le circuit examiné) ne sont pas accordés sur la même fréquence, il ne se produira aucun mouvement de l'aiguille. Par contre, on observe une brusque variation au moment de la résonance, variation d'autant plus prononcée que meilleure est la qualité des composants et la relation entre L et C (coefficient de surtension Q).

Il apparaît clairement qu'en utilisant un condensateur variable (C_1) et plusieurs bobines interchangeables, il est possible d'effectuer des mesures sur une large gamme de fréquences. Le tableau ci-dessous donne les caractéristiques de réalisation des bobines pour toutes les fréquences comprises entre 3,4 MHz et 110 MHz.

Il faut remarquer que sur les bobines N° 5 et 6, destinées aux fréquences les plus élevées, un pont court-circuite la résistance R_4 disposée dans le circuit émetteur de TR_1.

Bobines	Bande	Diamètre du fil	Nombre de spires
N° 1	3,4-6,9 MHz	0,3 mm émaillé	48
N° 2	6,7-13,5 MHz	0,5 mm émaillé	22
N° 3	13-27 MHz	0,5 mm émaillé	4
N° 4	25-47 MHz	0,5 mm émaillé	9
N° 5	46-78 MHz	0,5 mm émaillé	1,5
N° 6	78-110 MHz	1,2 mm émaillé	voir texte

Cette modification est indispensable pour assurer le fonctionnement aux fréquences élevées en donnant une déviation suffisante de l'aiguille de l'instrument de mesure, ce qui autrement ne se produirait pas, étant donnée la plus faible efficacité de l'oscillateur sur ces fréquences limites. D'autre part, de cette façon, on évite l'emploi d'un interrupteur en assurant une commutation automatique.

Le transistor oscillateur BF fonctionne dans un circuit Hartley sur une fréquence de 400 à 1 000 Hz, selon le type de transformateur utilisé. Celle-ci pourra être modifiée suivant la valeur de C_6. Au cours du fonctionnement du dip-mètre dans le contrôle d'un circuit LC, on pourra éliminer l'oscillateur BF au moyen de l'interrupteur S_2.

Montage.

L'appareil est réalisé dans un boîtier en aluminium assurant une bonne protection contre les champs extérieurs, dont les dimensions sont tout à fait arbitraires. On s'inspirera du schéma pratique représenté à la figure VI-26. Avant d'entreprendre le montage, il convient de prévoir la disposition mécanique des éléments les plus importants : blindage, potentiomètre et points de masse aux endroits prévus sur le plan de réalisation ; on a constaté qu'en modifiant légèrement la disposition des éléments, surtout ceux de TR_1, on obtient des différences appréciables de rendement. Les soudures seront très soignées et on maintiendra des connexions aussi courtes que possibles.

La sortie écran du transistor HF est en l'air ; elle ne sera reliée à la masse que si l'on constate une instabilité de fonctionnement.

Les bobines sont réalisées sur un support en polystyrène ou matière plastique de 20 mm de diamètre environ et d'une longueur inférieure à 40 mm. Son épaisseur devra garantir un certain degré de rigidité. L'enroulement des cinq premières bobines sera effectué à spires jointives ; par contre, la sixième consiste en une spire unique de fil émaillé de 1,2 mm de diamètre. Afin que sa réalisation soit exactement identique à celle de notre prototype, on devra opérer de la façon suivante (fig. VI-25) :

Couper une section de fil émaillé de 1,2 mm de diamètre d'une longueur de 10,5 cm ; plier en U de manière que la distance entre les deux extrémités soit de 1,4 cm ; celles-ci seront enfoncées dans les broches du support et soigneusement soudées pour obtenir un U parfait.

On devra apporter à la réalisation des bobines le maximum de soins, car la précision et la stabilité de l'instrument en dépendent. Il sera bon de recouvrir les spires d'un vernis VHF à base d'acétone pour bien assurer leur fixation au support.

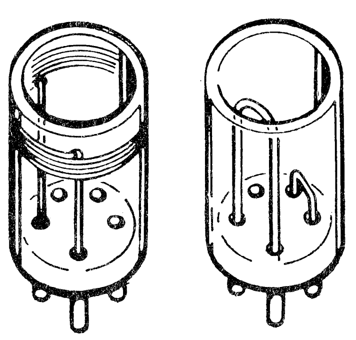


Fig. VI-26

MASSE
D1
R2
C3
C5
R3
b
e
R4
C4
R1
c
TR1
C1
C7
C2
b
R5
C6
e
c
S1
TR2
T1
P1
S2
M
MASSE

Fig. VI-25

Vérification et mise au point.

Après vérification du câblage, on branche la pile d'alimentation et la self N° 1, puis on met l'appareil en fonctionnement par la fermeture de S_1.

Si le fonctionnement est correct, en réglant P_1, on obtiendra une déviation du microampèremètre qui, dans tous les cas, ne devra pas être inférieure à la moitié de l'échelle. Cette lecture devra être obtenue sur toutes les positions obtenues par la rotation de C_1.

Avant de passer à l'étalonnage, voyons comment procéder dans le cas ou le fonctionnement serait incorrect. Une indication nulle du microampèremètre, étant entendu qu'il n'y a aucune erreur de construction, signifierait que TR_1 n'oscille pas. Il serait alors nécessaire de modifier la valeur de C_4, en la portant à 6,8 ou 10 pF, en choisissant, toutefois, la valeur aussi basse que possible. Pour ce contrôle, il est préférable d'utiliser la self n° 1, parce que si les oscillations sont vérifiées avec cette bobine, on les retrouvera avec les cinq autres. Si avec la self n° 6, la déviation était insuffisante, on pourrait diminuer légèrement la valeur de R_3.

Pour l'étalonnage du cadran qui comporte six échelles parallèles, on utilisera un autre dip-mètre étalonné ou un bon récepteur d'ondes courtes.

Si on dispose d'un dip-mètre, on étalonne l'échelle de chaque bobine du nouvel instrument en utilisant l'autre, disposé à très courte distance, comme détecteur de champ. Si on utilise un récepteur OC, le dip-mètre est utilisé comme oscillateur modulé (S_2 ouvert) pour comparer avec l'échelle du récepteur.

Valeurs des composants de la figure VI-24.

R_1 = 33 kΩ ; R_2 = 3 300 Ω ; R_3 = 220 Ω ; R_4 = 2 700 Ω ; R_5 = 100 kΩ toutes de 1/2 W.

C_1 = condensateur variable sur céramique de 50 pF ; C_2 = C_3 = 10 000 pF C_4 = 4,7 pF ; C_5 = 33 pF ; C_6 = 47 000 pF ; C_7 = 39 000 pF ; D_1 = diode OA85.

TR_1 = AF102 ; TR_2 = AC126 ; T_1 = transformateur « driver » pour push-pull Audax TRS59 ; M = microampèremètre 50 μA.

P_1 = pot. linéaire 500 kΩ avec interrupteur.

(*Bibliographie Radiorama N*° 53)

DIP-METRE A TRANSISTOR FET

Cette version de dip-mètre présente l'avantage d'être équipée d'un transistor à effet de champ qui lui confère les mêmes caractéristiques que le même appareil à lampe sans en avoir toutefois les inconvénients.

Le schéma.

Le schéma du dip-mètre est indiqué à la figure VI-27. Le transistor à effet de champ est un 2N3819 monté en oscillateur Colpitts, avec condensateur variable assurant le couplage entre le drain jouant le rôle d'anode et la gate, remplaçant la grille, pour l'entretien des oscillations.

Toute absorption d'énergie aux bornes de la bobine oscillatrice extérieure au boîtier provoque une augmentation de courant source-drain. La résistance de 330 Ω entre source et masse met ce courant en évidence et le montage potentiométrique permet d'obtenir une tension en opposition sur le galvanomètre afin que celui-ci n'indique que des variations de courant avec une sensibilité maximum.

Sur la position « oscillateur » mettant en service la pile d'alimentation de 9 V, on constate une déviation (dip) du galvanomètre en couplant le bobinage extérieur à un circuit accordé, lorsque la fréquence d'accord de ce circuit correspond à celle du grid-dip. La fréquence du grid-dip étant indiquée, on connait ainsi la fréquence d'accord du circuit.

Sur la position « diode », l'alimentation est coupée et l'on se sert de la jonction gate-source pour détecter le signal alternatif qui apparaît aux bornes du bobinage extérieur lorsque ce dernier est couplé à un bobinage oscillateur.

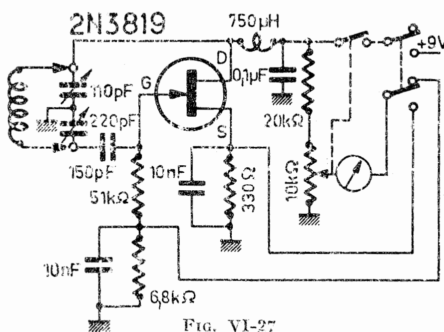


Fig. VI-27

Montage et câblage.

Cet appareil est réalisé dans un coffret métallique dont les dimensions sont les suivantes : largeur 65 mm, profondeur 135 mm, hauteur 45 mm. Le côté arrière comporte un support noval permettant l'adaptation de bobinages interchangeables et le côté avant un potentiomètre à interrupteur et un commutateur à deux positions « oscillateur » et « diode ». Sur la partie supérieure est disposé le cadran gradué du condensateur variable d'accord et un microampèremètre de grande visibilité (dimensions 35 × 14 mm). Les éléments principaux de l'oscillateur sont disposés sur un circuit imprimé.

EMPLOI DU DIPMETRE

L'emploi le plus fréquent consiste à coupler le dip-mètre au circuit à mesurer, et à rechercher la fréquence pour laquelle on obtient une déviation maximum et une lecture exacte, en veillant à ce que le couplage soit le plus lâche possible. D'autres mesures sont possibles.

Le coefficient de surtension d'un circuit peut être rapidement apprécié, en fonction de la netteté du « dip » obtenu. Un dip faible correspond à un circuit dont le Q est faible. Il faut remarquer que si l'on manœuvre le CV, la déviation du microampèremètre varie aussi ; il suffit alors de retoucher la commande de sensibilité pour ramener l'aiguille à sa place. On remarque aussi que sur les gammes inférieures on obtient des dips plus faibles : ceci est dû à la difficulté de coupler des bobines de petit Q.

Mesure d'une self en HF : Il est utile de disposer d'un condensateur étalonné. La méthode est ensuite fort simple : on branche la self inconnue L_x aux bornes de ce condensateur ; le circuit oscillera sur une certaine fréquence à l'aide du dip-mètre (voir plus haut), il sera alors facile de calculer L_x, grâce à la formule de Thompson

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

En élevant au carré pour éliminer le radical la formule devient :

$$f^2 = \frac{1}{2\pi^2 LC}$$

donc

$$L_x = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C} = \frac{1}{40 f^2 C}$$

Mesure d'un condensateur : La méthode reste la même que pour la mesure d'une self, mais on utilise alors l'une des bobines préétalonnées livrées avec l'appareil, la formule devenant :

$$C = \frac{1}{40 f^2 L}$$

La mesure de la capacité est possible pour des condensateurs d'environ 100 à 1 800 pF.

Détermination de Q : Si l'on dispose d'un voltmètre électronique on le branche aux bornes du circuit oscillant à tester. Coupler ensuite le dip-mètre, muni de sa bobine convenable, au circuit oscillant. Régler la fréquence jusqu'à obtenir un maximum sur le voltmètre électronique. Faire varier le couplage de façon à obtenir une lecture correcte, puis noter la fréquence obtenue (F_C). Faire ensuite varier la position de l'alidade sur le cadran de fréquence, de façon à obtenir sur le voltmètre une valeur égale à 70,7 % de la lecture précédente. Noter la fréquence correspondante que l'on désignera par F_1. Déplacer alors l'alidade en sens inverse jusqu'à ce que le voltmètre indique à nouveau 70,7 % de la valeur max. (F_C), et noter la fréquence correspondante F_2. Il est alors aisé de calculer le coefficient de surtension du circuit accordé grâce à la relation :

$$Q = \frac{F_C}{F_1 - F_2}$$

Il est pratique de coupler le dip-mètre de façon à obtenir 1 V sur le voltmètre pour FC : on n'a ensuite qu'à lire 0,707 V pour F_1 et F_2.

Localisation d'une oscillation : Placer le commutateur 1 sur la position « Diode », approcher le dip-mètre des circuits incriminés et chercher la fréquence qui provoque un maximum sur le galvanomètre. Passer ensuite sur la position « Osc. » du commutateur, pour déterminer cette fréquence avec précision. Il est ensuite facile de localiser exactement la partie responsable de l'oscillation parasite.

Réglage d'antenne : A l'aide du dip-mètre, il est possible de régler une antenne : il suffit de coupler le dip-mètre à cette dernière, par un moyen quelconque, et de chercher sur quelle fréquence elle résonne. On est ainsi renseigné sur la longueur électrique de l'antenne.

Mais il n'est pas toujours facile de se coupler à l'antenne, pour des raisons variées (accès difficile au centre de l'antenne, etc.). Il est alors pratique d'utiliser le dip-mètre conjointement à un impédancemètre d'antenne, ou antennascope. Ce dernier appareil permet de simplifier le couplage et aussi de déterminer l'impédance de l'antenne pour une fréquence donnée. On peut également, entre autres utilisations, apprécier le taux d'ondes stationnaires de l'antenne.

MESUREUR DE CHAMP

Le mesureur de champ est un auxiliaire précieux pour la mise au point des antennes et des émetteurs. Le circuit que nous proposons à la figure

VI-28 est destiné à fonctionner sur les bandes 3,5 - 7 - 14 - 21 - 27/30 - 144 MHz, en utilisant la bobine correspondant à la gamme désirée.

Le schéma est excessivement simple : le mesureur est constitué d'un circuit accordé L-CV, qui est réglé sur la fréquence d'émission à contrôler, d'une diode redresseuse AA119 et d'un amplificateur de courant continu avec transistor ASY75.

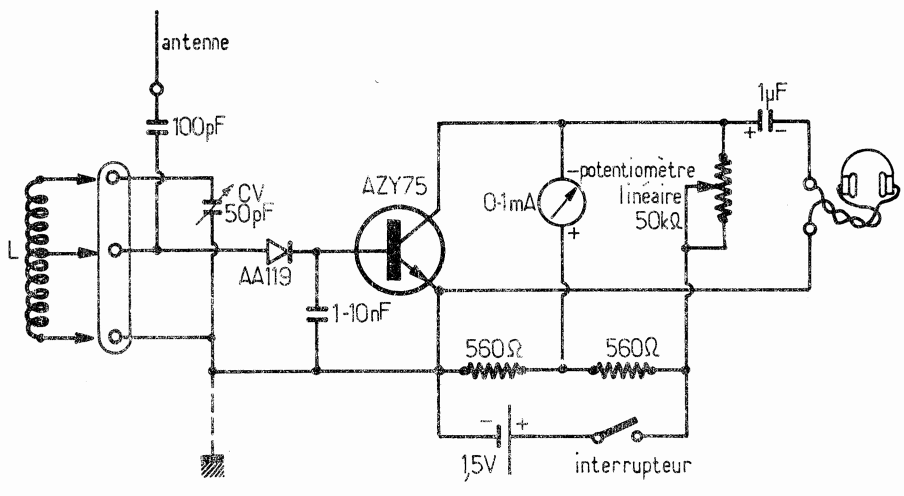


Fig. VI-28

Pour l'utilisation, on dispose la bobine L désirée dans le support disposé sur le boîtier de l'appareil ; ensuite, après avoir fermé l'interrupteur d'alimentation, on cherche le zéro du milliampèremètre (déviation totale 1 mA) par la manœuvre du potentiomètre linéaire de 50 kΩ.

On branche alors une antenne constituée par une tige très courte au point prévu à cet effet ; on accorde ensuite le circuit en agissant sur le condensateur variable CV afin d'obtenir la déviation maximale du milliampèremètre (l'émetteur à contrôler étant évidemment en fonctionnement). L'énergie HF captée est détectée et redressée par la diode AA119 et la tension positive résultante se trouve appliquée à la base du transistor. Le courant de base qui en découle est alors amplifié par ce transistor et il en résulte une déviation correspondante de l'aiguille du milliampèremètre monté en pont dans le circuit collecteur.

La longueur de l'antenne à utiliser pour obtenir une lecture suffisante dépend de la fréquence de fonctionnement et de la puissance de l'émetteur contrôlé.

Cet instrument est tellement sensible qu'il peut donner des mesures même sur les émetteurs de faible puissance.

Un circuit auxiliaire, mais facultatif, consiste en un condensateur de 1 µF et un casque ; on peut aussi contrôler la modulation ou servir de monitor pour l'écoute.

Voici les caractéristiques des bobines L à réaliser suivant les différentes bandes de fréquence.

Bande 3,5 MHz : 80 spires jointives, fil de cuivre émaillé 2/10 mm, sur un support de 10 mm de diamètre avec noyau de ferrite.

Bande 7 *MHz :* 30 spires jointives, fil de cuivre émaillé 5/10 mm, même support que ci-dessus.

Bande 14 *MHz :* 17 spires jointives, fil de cuivre émaillé 5/10 mm, même support que ci-dessus.

Bande 21 *MHz :* 10 spires jointives, fil de cuivre émaillé 5/10 mm, même support que ci-dessus.

Bande 27/30 *MHz :* 8 spires, fil de cuivre émaillé de 12/10 mm sur une longueur de 25 mm, sur un support de 10 mm de diamètre, sans noyau.

Bande 144 *MHz :* 3 spires, fil de cuivre émaillé de 12/10 mm bobinées en l'air, avec diamètre intérieur de 5 mm, sur une longueur de 12 mm.

Dans tous les cas, la prise intermédiaire (antenne et diode) s'effectue à la moitié des spires.

Pour les supports de self, on pourra utiliser les culots de vieilles lampes.

Du point de vue de la réalisation pratique, il importe que les connexions HF (CV, support des bobines, diode) soient aussi courtes que possible.

Enfin l'ensemble doit être monté dans un boîtier métallique.

MESURE DES TAUX D'ONDES STATIONNAIRES

L'Antennascope.

L'appareil ci-dessous permet de mesurer la résistance de rayonnement d'une antenne, d'adapter une ligne de transmission et d'effectuer de nombreux tests sur les aériens en vue d'en tirer le meilleur rendement.

Il se compose en substance d'un pont R_1-R_2-R_3-R_x et d'un milliampèremètre associé à un redresseur au germanium. Si on branche en R_x une ligne de transmission fermée sur une résistance égale à son impédance caractéristique et si $R_1 = R_x$, le pont sera en équilibre et l'appareil de mesure ne sera traversé par aucun courant. Le taux d'ondes stationnaires (TOS.) sera égal à l'unité, ce qui est l'idéal. Si l'on fait R_1 variable, le pont pourra être utilisé pour des valeurs d'impédances très diverses, ce qui est souhaitable. L'impédance au centre d'une antenne étant purement ohmique à la résonance, le milliampèremètre indiquera donc 0, ce qui correspond à un TOS de 1 lorsque R_1 est égale à l'impédance de l'aérien. Comme générateur on prendra un émetteur de faible puissance qui pourra être soit un grid-dip, soit un oscillateur à quartz, soit le VFO de l'émetteur.

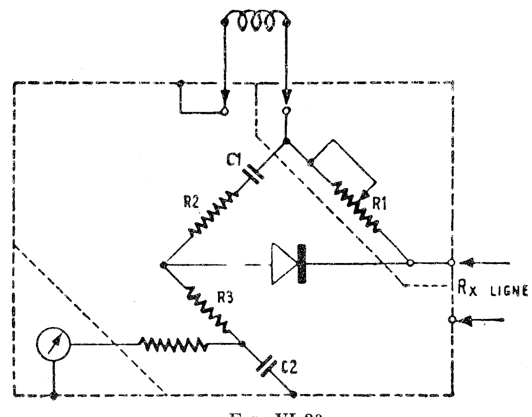


Fig. VI-29

Le circuit est illustré figure VI-29. R_2 et R_3 sont des résistances fixes, au graphite, identiques, de 1 W, dont la valeur est comprise entre 50 et 200 Ω.. En prenant 50 Ω on gagne en précision. Avec 200 Ω, l'appareil est plus sensible. Il semble qu'une valeur moyenne de 100 Ω soit à conseiller. $C_1 = C_2 = 500$ à 1 000 pF (céramique). Leurs connexions doivent être également courtes et de même longueur et l'appareil de mesure est un type 0-1 mA. R_1 = pot. 500 Ω (graphite). Quant au cristal, on choisira le plus sensible possible. Le tout est enfermé dans un boîtier métallique.

La mise au point est simple. Graduer le cadran du potentiomètre de 10 en 10 Ω jusqu'à 100 Ω et de 50 en 50 Ω jusqu'à 500 Ω. Coupler un générateur au pont et mettre en R_x une résistance au graphite de valeur connue (100 Ω par exemple). En manœuvrant le potentiomètre on doit trouver un courant nul dans la diagonale du pont sur la division 100 Ω si $R_2 = R_3$ et $C_1 = C_2$. Répéter cet essai sur diverses fréquences, en faisant varier R_x jusqu'à 500 Ω. Il importe de ne pas disposer de résistances diverses en série ou en parallèle, car le circuit deviendrait réactif et les lectures seraient dénuées de sens. Les capacités parasites de câblage, le blindage insuffisant et un mauvais équilibrage de R_1 et R_2 ou de C_1 et C_2 peuvent amener des irrégularités de lecture et empêcher la mise à zéro.

Une spire de couplage avec le générateur est suffisante jusqu'à 15 MHz, tandis que, pour des fréquences inférieures, il est nécessaire d'employer deux spires ; utiliser du « push-back » dont on tresse les deux extrémités. Le couplage s'effectue avec le grid-dip ou le générateur de manière que l'aiguille du milliampèremètre dévie au maximum, les bornes R_x étant libres. La puissance nécessaire est inférieure au demi-watt.

Pour ajuster la longueur électrique d'un ligne quart d'onde, on la branche aux bornes R_x ; si elle est constituée par du « twin-lead », il faut l'éloigner de toutes les parties métalliques. Porter au zéro l'échelle des impédances et, laissant ouverte l'extrémité de la ligne, faire varier la fréquence du générateur jusqu'à l'obtention de la fréquence la plus basse pour laquelle on obtient la mise à zéro de l'aiguille. Porter ensuite, à l'extrémité de la ligne, une résistance de valeur double de l'impédance caractéristique et chercher à nouveau la mise à zéro ; la valeur lue est moitié de l'impédance caractéristique de la ligne.

Pour effectuer cette même opération sur une ligne demi-onde, procéder d'une manière analogue, mais, auparavant, fermer l'extrémité ; ensuite, brancher, comme précédemment, une résistance non inductible d'une valeur quelconque et, après avoir obtenu la mise à zéro, lire sur l'échelle la valeur de la résistance. Dans les deux cas, il est nécessaire de faire varier légèrement la fréquence du générateur, après le branchement de la résistance.

Une autre mesure très intéressante est celle de l'impédance caractéristique de la ligne, à laquelle on procède de la même manière que ci-dessus : chercher la fréquence la plus basse pour laquelle on obtient la mise à zéro ; brancher ensuite à l'extrémité une résistance et rechercher à nouveau la mise au zéro. Les lectures étant faites sur l'échelle des impédances, on appliquera la formule :

$$Z_0 = \sqrt{Z_s Z_r}$$

dans laquelle Z_0 est l'impédance de la ligne, Z_s l'impédance d'entrée et Z_r l'impédance de charge ; Z_s et Z_r sont respectivement la valeur lue sur l'échelle des impédances et la valeur de la résistance branchée à l'extrémité de la ligne, cette dernière étant sensiblement voisine de la valeur supposée de Z_0.

Pour les mesures de la fréquence de résonance et de la résistance de rayonnement d'une antenne, on procède différemment selon le type. Par exemple, avec un dipôle demi-onde accessible, on branche l'antennascope le

plus près possible du centre. Ne pas soutenir l'appareil avec ses mains, ni l'appuyer à des masses métalliques. Placer l'échelle des impédances sur 50 Ω environ et faire varier la fréquence du générateur, pour obtenir la mise à zéro. Retoucher ensuite le bouton de l'impédance. La fréquence de résonance est égale à celle du générateur ; la valeur de résistance est comprise entre 10 et 100 Ω. Pour des fréquences supérieures à 50 MHz, et lorsque l'antenne n'est pas facilement accessible, l'appareil est branché au moyen d'une ligne demi-onde.

Une folded dipôle se branche comme un dipôle normal (résistance de rayonnement comprise entre 150 et 350 Ω). Dans certains cas, on obtient une deuxième mise à zéro sur 500 Ω et à une fréquence légèrement différente ; ne pas tenir compte de cette indication.

Pour les antennes ayant une longueur égale à plusieurs demi-ondes, brancher l'appareil directement ou indirectement à un ventre de courant.

Avec une antenne verticale quart d'onde, il faut brancher l'appareil au point normal d'alimentation, entre l'extrémité la plus basse et la terre. On procède d'une manière analogue avec une « ground plane », entre le brin rayonnant et les éléments horizontaux ; la résistance mesurée, d'environ 35 Ω, pourra être portée à la valeur optimum en réglant l'inclinaison des brins horizontaux.

Pour toutes ces mesures, le milliampèremètre est au zéro précis lorsque le rapport des ondes stationnaires est égal à 1/1. Des rapports supérieurs indiquent que la ligne est un multiple d'une demi-longueur d'onde à la fréquence de mesure, si l'antenne est résonnante.

On détermine l'impédance d'entrée du récepteur en branchant l'antennascope entre les bornes antenne et terre, et on syntonise le récepteur et le générateur à la fréquence pour laquelle on veut mesurer la valeur d'impédance. Rechercher la mise à zéro et, si nécessaire, retoucher la fréquence du générateur ; on lit une valeur d'impédance comprise entre 10 et 20 Ω, et une autre entre 50 et 500 Ω. La valeur la plus élevée est la valeur cherchée, la seconde résultant du couplage, existant entre le générateur et le pont. L'antennascope sert ainsi à adapter l'impédance d'entrée d'un récepteur à l'impédance de la ligne.

L'emploi de cet appareil n'est pas limité à ces indications, et on peut aussi déterminer des valeurs de résonance et impédance de circuits de couplage d'antenne, filtres, passe-bas, etc.

Autre forme de l'antennascope.

L'appareil décrit ci-dessous est destiné à déterminer l'impédance d'une antenne de 0 à 500 Ω, ainsi que sa fréquence de résonance. Il permet en outre de juger de l'adaptation d'une antenne avec sa ligne de transmission, ce qui est essentiel pour obtenir le meilleur rendement d'un émetteur.

Schéma de principe.

Comme indiqué par le schéma VI-30, l'appareil est constitué essentiellement par un pont comprenant R_1, R_2, P et R_x. A l'équilibre, on a : $\frac{R_1}{R_2} = \frac{P}{R_x}$, l'impédance de l'antenne se comportant comme une résistance pure égale à P, lorsque cette antenne résonne. Si l'antenne n'est pas adaptée à la fréquence de la mesure, on obtient toujours un déséquilibre du pont, ce qui se traduit par un minimum d'autant plus important que le taux d'ondes stationnaires est faible. Le transistor AC125 a pour rôle d'amplifier le signal pour obtenir un zéro plus net sur l'appareil de mesure fixé sur la partie supérieure du boîtier de l'appareil. Le signal peut être fourni par un oscil-

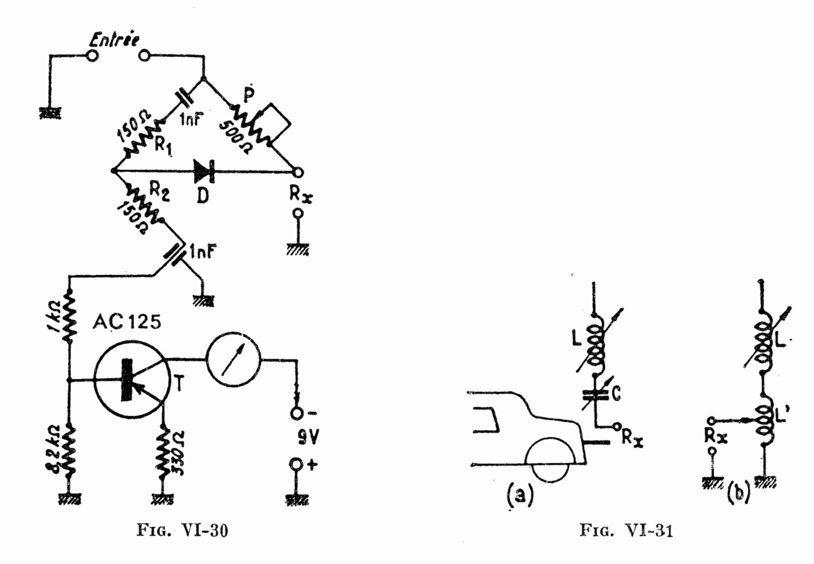


FIG. VI-30

FIG. VI-31

lateur grid-dip ou un générateur HF quelconque que l'on couple par quelques spires (6 à 15 selon la fréquence) dont les deux extrémités sont reliées aux bornes d'entrée ou directement au générateur (fig. VI-32 *a-b*).

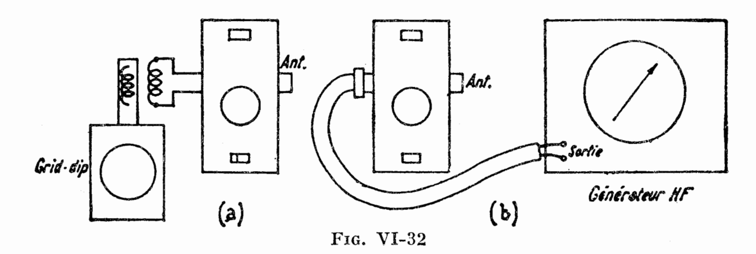


FIG. VI-32

Quelques mesures pratiques réalisées à l'antennascope.

Mesures sur les lignes demi-ondes (fig. VI-34) : la caractéristique principale d'une ligne demi-onde est de reproduire à l'une de ses extrémités la résistance d'où son utilité pour alimenter les antennes d'émission. A l'aide de l'antennascope, il est aisé de « tailler » une ligne. Régler le potentiomètre à zéro, court-circuiter une extrémité de la ligne et brancher l'autre à la borne Ant. (fig. VI-34). Chercher à l'aide du grid-dip la fréquence la plus basse pour laquelle l'indicateur marque zéro. Décourt-circuiter et brancher

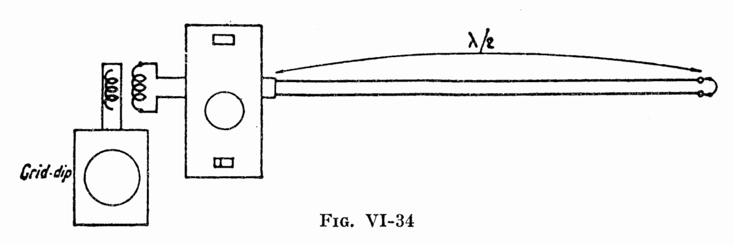


FIG. VI-34

une résistance R non inductive. On doit retrouver le zéro pour une valeur de P identique à celle de R. On peut ainsi couper la ligne pour qu'elle résonne sur la fréquence désirée.

Mesures sur les antennes : il est souvent peu commode de coupler un grid-dip à une antenne pour trouver sa fréquence de résonance en particulier lorsque le coefficient de surtension est faible.

Dans le cas d'un doublet ou d'une antenne à brin parasite, l'impédancemètre est relié au centre de l'antenne (fig. VI-33-a) si celle-ci est accessible par l'intermédiaire d'une ligne $\lambda/2$ d'impédance quelconque (fig. VI-33-b), il ne reste plus qu'à trouver le minimum.

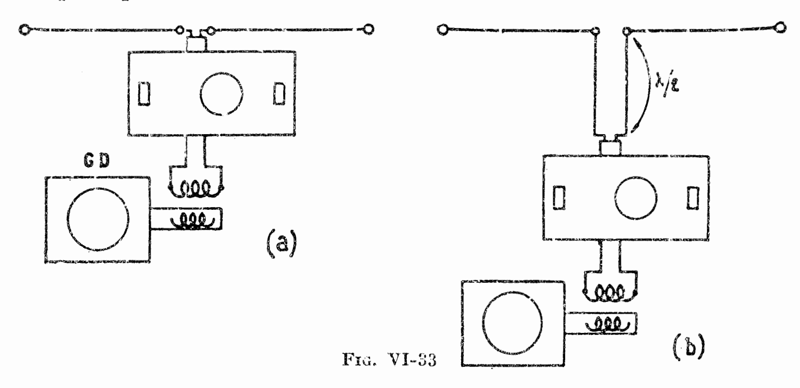


Fig. VI-33

Antenne verticale : L'impédance d'une antenne verticale peut varier suivant l'angle d'inclinaison des radians entre 35 et 75 Ω et l'antennascope permet d'ajuster avec précision cet angle pour adapter la ligne de transmission. Ces mesures sont également valables pour une antenne mobile, L et C, ou L' et C' étant ajustés pour avoir $R_x = R_0$ câble (fig. VI-31).

Adaptation d'impédance à l'entrée d'un récepteur : toutes les mesures précédentes sont encore valables lorsqu'on veut adapter l'impédance d'un circuit d'entrée à celle d'une antenne. Il est indispensable, bien entendu, d'accorder le récepteur sur la fréquence de mesure.

LE « MONIMATCH »

Les ponts de mesures de taux d'ondes stationnaires ne peuvent être utilisés d'une manière permanente. On les intercale dans une ligne pour effectuer des réglages d'antennes et ajuster au mieux leur adaptation mais on ne peut les laisser en service continu.

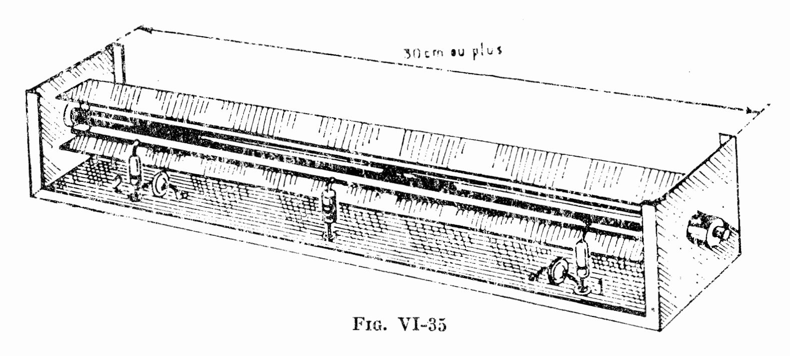


Fig. VI-35

Le « Monimatch » comble cette lacune et son emploi est particulièrement précieux avec un émetteur multibandes dont on doit réajuster fréquemment le réglage.

Il a en outre l'avantage d'une consommation négligeable. Le principe en est simple : un fil extérieur est couplé au conducteur central d'une ligne coaxiale constituée par une tige de cuivre fixée au centre d'un U convenablement dimensionné (fig. VI-35). Le circuit correspond au schéma de la figure VI-37. Il comporte en fait deux points disposés dos à dos de manière à mesurer la tension induite incidente et la tension induite réfléchie par le simple jeu d'un commutateur.

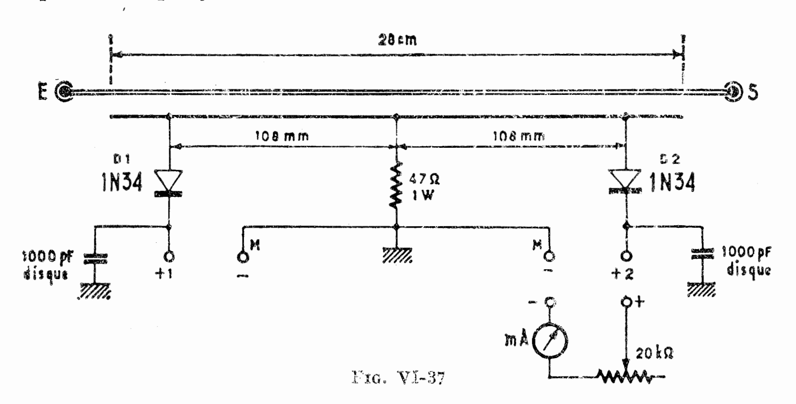


Fig. VI-37

La sensibilité de l'appareil, c'est-à-dire le courant redressé indiqué par l'appareil de mesure extérieur, augmente avec la fréquence. C'est ainsi qu'avec une puissance appliquée de 50 watts le milliampèremètre extérieur indique une lecture de 250 microampères sur 3,5 MHz, 1 mA sur 7 MHz et plus de 1 mA au-dessus de cette fréquence. Il convient donc ou bien de choisir un appareil de mesure approprié ou bien de modifier la valeur de la résistance variable en série pour conserver une marge indispensable à une bonne interprétation de la lecture de la tension redressée.

Dans la pratique, la gouttière centrale en laiton ou en aluminium a une section de 16 mm et le conducteur coaxial est un tube de cuivre de 6 mm dont les extrémités sont soudées à deux fiches coaxiales qui permettent de réunir le « monimatch » à l'émetteur et à l'antenne (ou à une résistance pure pour l'étalonnage de l'appareil). Le brin extérieur est un fil de 15/10 mm placé parallèlement, de 28 cm de long, ramené à la masse en son milieu exact par une résistance de 47 Ω (1 W) pour une ligne 75 Ω et 68 Ω (1 W) pour un câble de 52 Ω et maintenu à 6 mm du conducteur central par les deux diodes au germanium et la résistance intermédiaire.

La figure VI-36 A montre l'assemblage de la gouttière autour de la fiche coaxiale et la figure VI-36 B montre le profil de la ligne coaxiale et de la ligne de mesure.

L'étalonnage du « Monimatch » se fait de la manière suivante : fermer la fiche de sortie par une résistance égale à l'impédance caractéristique de la ligne que l'on se propose d'utiliser. Cette résistance doit être non inductive et on pourra la constituer par un certain nombre de résistances au carbone en parallèle de manière à obtenir une déviation complète du microampèremètre.

Réunir l'appareil de mesure et sa résistance aux points 1 et M dans le sens convenable et l'émetteur étant en service, faire varier cette résistance de manière à obtenir une déviation complète du microampèremètre. Dimi-

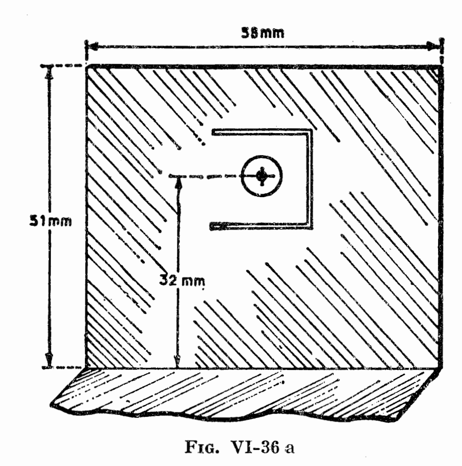


Fig. VI-36 a

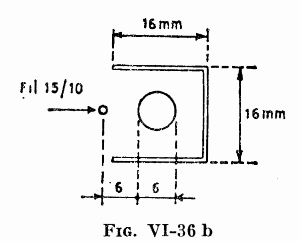


Fig. VI-36 b

nuer la puissance de l'émetteur jusqu'à ce qu'il soit possible de supprimer la résistance série.

Intercaler alors l'appareil de mesure entre M et 2. La déviation du microampèremère doit être infime puisque la charge non inductive est égale à l'impédance caractéristique de la ligne. Déplacer la prise D_2 jusqu'à ce qu'on ne trouve plus aucune déviation et souder définitivement.

Retourner alors le « Monimatch » en branchant la ligne de l'émetteur en S et la charge en E et procéder de la même manière pour souder définitivement D_1.

L'appareil une fois au point de cette manière peut être utilisé à la fois comme un ROS-mètre et comme indicateur de puissance de sortie.

Une autre version très voisine utilise comme ligne une section de câble coaxial modifié auquel on a ajouté entre la gaine et l'isolant en guise de couplage un fil fin de cuivre émaillé. Le principe reste le même.

PRATIQUE DU « MONIMATCH »

Branchement.

Il se place dans la ligne coaxiale reliant le TX au coupleur.

Principe de fonctionnement.

L'appareil est basé sur la tension inductive E_L et la tension capacitive E_C lue par un galvanomètre monté en voltmètre HF. Un commutateur permet de passer d'une tension à l'autre et un potentiomètre règle la sensibilité de l'appareil.

1) *Sens onde directe*

Les tensions E_L et E_C s'ajoutent en phase pour donner une tension relative de l'onde directe :

$$E_d = E_L + E_C$$

2) *Sens onde réfléchie*

Les tensions E_L et E_C sont en opposition de phase et se retranchent pour donner une tension relative de l'onde réfléchie :

$$E_r = E_L - E_C$$

Or, le taux d'ondes stationnaires est le rapport onde directe-onde réfléchie. C'est-à-dire :

$$T = \frac{E_d}{E_r} = \frac{E_L + E_C}{E_L - E_C}$$

Exemple : soit un monimatch équipé d'un appareil gradué de 0 à 10. Dans le sens direct, on règle le potentiomètre de sensibilité sur 10, on commute sur position onde réfléchie et on lit 5. Le taux d'ondes stationnaires est :

$$T = \frac{10 + 5}{10 - 5} = \frac{15}{5} = 3$$

Le rendement en fonction du taux d'ondes stationnaires, c'est-à-dire le rapport de l'énergie HF transmise à l'antenne à l'énergie HF fournie par le TX vaut :

$$N = \frac{4\,T}{(1 + T)^2}$$

Exemple : soit un émetteur fournissant une puissance HF de 100 watts et un taux d'ondes stationnaires T = 3.
le rendement :

$$N = \frac{4 \times 3}{(1 + 3)^2} = \frac{12}{16} = 75\ \%$$

L'énergie transmise à l'antenne vaut :

$$100 \times 75\ \% = 75 \text{ watts}$$

C'est-à-dire que la perte due à T est :

$$100 - 75 = 25 \text{ watts}$$

En pratique, il y a égalemet perte dans le câble de transmission allant de l'antenne au coupleur. Cette perte est proportionnelle à la longueur et à la fréquence et dépend du type et de la qualité du câble.

Graduation de l'appareil.

Dans le sens direct, la déviation étant ajustée sur la graduation maximum, on peut graduer l'appareil en taux d'ondes stationnaires et en énergie perdue.

Validité de la lecture.

Les lectures du monimatch sont valables aux conditions suivantes :

1) Le monimatch doit être établi pour l'impédance de la ligne coaxiale entre le TX et le coupleur. Il est indépendant de la longueur de cette ligne.

2) Le monimatch doit être équilibré, c'est-à-dire que l'on doit retrouver les mêmes indications inversées en inversant entrée et sortie de l'appareil.

Les lectures sont également faussées par des oscillations parasites du PA et par un taux d'harmoniques élevé. Dans ce dernier cas, un filtre passe-bas à plusieurs cellules est inséré entre le TX et le monimatch.

REFLECTOMETRE - T.O.S. METRE

Il s'agit d'un appareil peu répandu et cependant susceptible de rendre les plus grands services dans la mise au point des antennes et leur adaptation, des émetteurs et éventuellement des coupleurs interposés entre étage final et feeders d'alimentation.

On sait en effet que lorsqu'un câble d'impédance connue, par exemple 75 Ω, se referme sur une charge non inductive de même valeur, toute l'énergie appliquée à l'autre extrémité se trouve, aux pertes de la ligne près, dissipée

LECTURE		TOS	Energie transmise	Energie perdue %
Position directe	Position réfléchie			
10	0	1	100	0
10	1	1,2	97	3
10	2	1,5	96	4
10	3	1,7	93	7
10	4	2,3	84	16
10	5	3	75	25
10	6	4	64	36
10	7	5,6	51	49
10	8	9	36	64
10	9	19	19	81
10	10	∞	0	100

dans ladite charge. C'est la définition d'un régime d'ondes progressives. Si cette charge est une antenne, on se trouve dans les conditions de fonctionnement idéal puisque toute l'énergie se trouve appliquée à l'antenne et rayonnée par celle-ci. Si, au contraire, cette charge diffère de l'impédance du câble, une partie de l'énergie, d'autant plus notable que la disparité est plus grande, après avoir atteint la charge, tend à revenir à son point de départ, ce qui donne naissance à un régime *d'ondes stationnaires.*

Si la différence entre l'impédance de la charge (l'antenne) et celle du câble est faible, le régime d'ondes stationnaires est réduit et la puissance réfléchie (donc perdue) modérée. Mais dans le cas d'une disparité importante, le régime d'ondes stationnaires est lui-même important et la puissance réfléchie notable. En effet, les tensions alternatives cheminant le long du câble dans le sens direct « rencontrent » les tensions réfléchies, qui n'étant pas en phase, s'ajoutent aux premières ici, ou s'en retranchent là, créant, ce qui est tout le contraire d'un régime d'ondes progressives, une accumulation d'énergie en certains points à un instant donné. Plus la somme ou la différence de ces tensions est importante et plus grand est le rapport d'ondes stationnaires où ROS ou plus couramment TOS qui s'exprime par la formule suivante :

$$\frac{E + e}{E - e}$$

où E représente la tension directe et e, la tension réfléchie. Il s'ensuit que plus e se rapproche de E, plus le taux d'ondes stationnaires est élevé. L'efficacité de l'antenne qui, dans la pratique est la charge de tout émetteur, est faible. La connaissance de la puissance réfléchie est d'un grand intérêt pour l'amateur qui veut tirer de sa station le meilleur rendement et la logique conduit tout naturellement à faire en sorte que cette énergie perdue soit la plus faible possible. C'est pour apprécier la puissance directe et la puissance réfléchie qu'ont été réalisés sous différents aspects, mais toujours selon les mêmes principes, des petits appareils simples appelés : contrôleur de puissance réfléchie, Reflectomètre ou TOS-mètre (en anglais : SWR-meter).

Principe.

Les câbles coaxiaux étant par définition et par construction hermétiquement clos et le conducteur central, inaccessible, on a tourné la question, et le principe est le même dans tous les appareils de ce genre, en réalisant une ligne coaxiale très courte, formée par un conducteur central AB d'assez gros

diamètre (6 mm), enfermé dans un boîtier dont le fond est amovible, ce qui rend le conducteur central accessible. Une petite ligne ab de fil fin (15/10 mm) est couplée au conducteur central et se referme à la masse, côté antenne, par une résistance appropriée et, côté émetteur par une diode (fig. VI-38), et le microampèremètre μA.

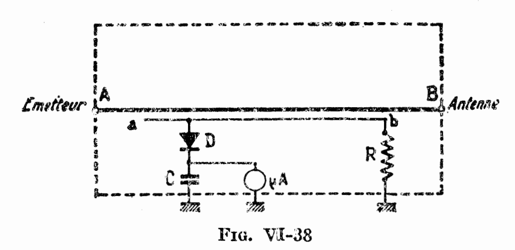


Fig. VI-38

Lorsqu'une tension haute fréquence est appliquée à la base de la ligne dans laquelle est inséré l'appareil, la diode D redresse la tension qui apparaît par capacité dans la portion de ligne ab, ainsi que la tension induite, de sens inverse, qui s'ajoute à la première. Pour un branchement correct de la diode D, la ligne « pick-up » ab mettra en évidence les parties positives du courant HF direct.

Si, par ailleurs, comme le montre la figure VI-39, on retourne la ligne ab en a'b' diode côté antenne, pour les mêmes raisons, la ligne de couplage et la diode mettront en évidence les parties positives du courant HF inverse.

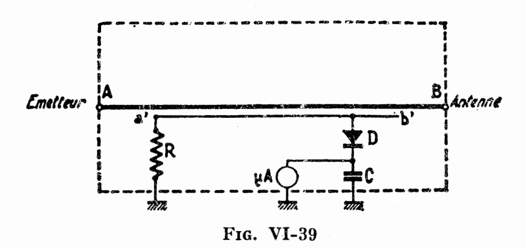


Fig. VI-39

Voilà pour le principe. Dans la pratique, rien ne s'oppose à ce que les deux lignes ab et a'b' soient montées simultanément, de part et d'autre de AB. Quant à l'appareil de mesure μA = 100 microampères), il peut naturellement être commun et commuté soit vers D1 (courant direct), soit vers D2 (courant réfléchi), ce qui nous amène à la figure VI-40, qui donne le schéma de principe de l'ensemble que nous avons réalisé personnellement (Knight Electronics). Il est évident que la réalisation complète d'un appareil similaire ne présente pas grande difficulté, mais la formule « kit » simplifie encore le problème et offre, en plus, la sécurité d'un matériel éprouvé et bien adapté mécaniquement et électriquement et l'avantage d'une présentation et d'un fini très agréable à l'œil.

Les caractéristiques du TOS-mètre Knight sont les suivantes :

Fréquences d'utilisation : 1,8 à 432 MHz.

Puissance HF minimum à déflection totale : 1,8 MHz : 45 W, 432 MHz : 0,5 W.

TOS maximum : 20/1.

Puissance HF maximum admise : 1 W.

On remarquera que la lecture directe varie avec la puissance incidente, ce qui est logique, puisque la ligne de couplage, négligeable par sa longueur

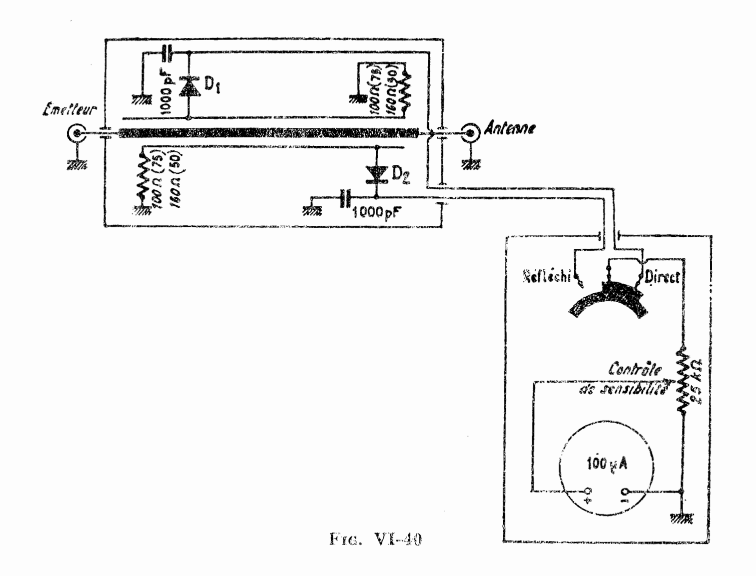


Fig. VI-40

physique comparée à la longueur d'onde (80 m, par exemple) en devient une fraction importante aux fréquences élevées (144 ou 432 MHz). Un potentiomètre de 25 kΩ commande la sensibilité et permet le tarage aisé et rapide. Un émetteur de 25 W sur 80 m, une dizaine de watts sur les autres bandes décamétriques et 2 ou 3 watts sur VHF, convient très bien pour tous les réglages.

Utilisation.

1. *Sur charge fictive.* Une telle charge est facile à réaliser en mettant en parallèle un certain nombre de résistances au carbone (non bobinées) de manière à obtenir une résistance de 75 Ω (ou 52 Ω). Par exemple, quatre résistances de 300 Ω - 3 W en parallèle donneront une charge de 75 Ω pouvant dissiper 12 W et même un peu plus si la mesure est faite rapidement (les résistances de charge des diodes sont des 100 Ω). Cinq résistances de 270 Ω 3 W ou 9 résistances de 470 Ω - 2 W conviendront pour une charge de 52 Ω pouvant dissiper 15/20 W et même un peu plus (résistances de charge des diodes 160 Ω dans ce cas). Cette charge est connectée au ras de l'appareil, côté antenne.

Cette mesure sera faite, en premier lieu, pour se familiariser avec l'appareil. On règlera l'émetteur au maximum de HF, TOS-mètre branché en position « Forward », sensibilité réduite, puis on augmentera la sensibilité de manière à amener l'aiguille du microampèremètre sur la division 10 en bout d'échelle. En passant sur position « Reflected » l'aiguille doit tomber rigoureusement à 0, ce qui correspond à un T.O.S. de 1/1. On remarquera que les lampes de charge fréquemment utilisées sont d'un emploi déconseillé.

2. *Dans une ligne coaxiale.* L'endroit le plus logique pour insérer le T.O.S.-mètre, comme nous venons de le faire, est à la jonction de la ligne et de la charge, c'est-à-dire au point d'alimentation de l'antenne mais ce n'est pas évidemment le plus commode d'accès !... aussi, sans ignorer que dans le cas de pertes très élevées, la lecture du TOS ne sera pas d'une rigueur absolue, nous le placerons juste à la sortie de l'émetteur et avant tout filtre anti-TVI s'il en existe un.

a) *Vérification de la résonance d'une antenne.* Lorsqu'une antenne est taillée correctement pour résonner dans une bande, son impédance est minimum à la fréquence de résonance, ce qui implique que trop longue ou trop courte une composante réactive ou capacitive prend naissance, qui a pour conséquence un taux d'ondes stationnaires d'autant plus élevé que la résonance est plus éloignée. Prenons un exemple pratique. Voici un dipôle taillé pour la bande 28 MHz. Couplons-le à l'émetteur à travers le T.O.S.-mètre et calons la fréquence en bas de bande 28 MHz). Après avoir réglé tous les circuits pour un maximum de sortie HF, amenons le réglage de sensibilité de manière à obtenir une lecture directe en bout d'échelle. Passons en position « réfléchie ». L'aiguille du microampèremètre indique sur l'échelle supérieure 2 ce qui donne un taux d'ondes stationnaires de 2/1. Procédons pareillement sur 28,2, 28,4, 28,6, 28,8, 29, 29,2, 29,4, etc., après avoir calé le VFO, refait l'accord des circuits de l'émetteur et recalibré à chaque fois l'appareil.

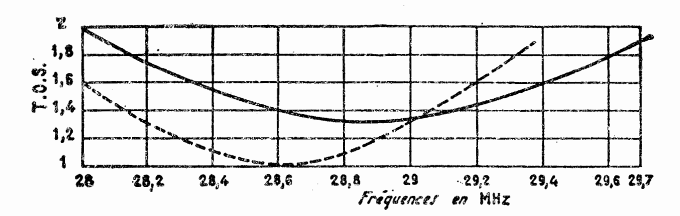


FIG. VI-41

Nous avons trouvé successivement : 1,7, 1,5, 1,4, 1,3, 1,3, 1,5, 1,6, etc. Rien n'empêche de tracer une courbe des résultats trouvés en fonction des fréquences utilisées (courbe 1 en trait plein - fig. VI-41). L'examen en est intéressant : il montre que le TOS le plus bas se situe aux environs de 28,8 MHz d'une part, mais que la ligne et l'antenne ne sont pas parfaitement « matchées » l'une à l'autre et que le système d'adaptation (doublet replié - delta - gamma ou T match) est à revoir.

La courbe en pointillé de la même figure montre le résultat de mesures effectuées dans la même bande sur une autre antenne. Celle-ci résonne sur 28,6 MHz et semble apparemment bien adaptée (TOS voisin de l'unité). Par contre, la courbe 1 étant légèrement plus aplatie indique pour cette antenne une bande passante plus large. Nous pouvons d'ailleurs retoucher l'antenne et son système d'adaptation de manière à faire baisser le T.O.S. en prenant la précaution de vérifier que la calibration en lecture directe reste toujours correcte.

b) *Mesure de la puissance relative délivrée par un émetteur.* L'appareil, sans mesurer d'une manière précise la puissance HF délivrée par un émetteur, peut permettre d'apprécier les variations de cette puissance. Pour ce faire, le mettre en position « Forward » et le réunir soit à l'antenne, soit à une charge fictive du genre de celle décrite précédemment, puis mettre l'emetteur en marche et ajuster le potentiomètre de sensibilité de manière à lire 1 sur l'échelle inférieure. A ce moment procéder aux réglages, et faire une nouvelle lecture sans retoucher le potentiomètre de sensibilité. Si l'aiguille du microampèremètre monte au-delà de 1, la puissance de sortie a augmenté. Si elle se fixe à 2, la puissance a doublé.

Quand nous aurons dit que l'appareil permet également d'ajuster les coupleurs, de mesurer les pertes dans les lignes, nous pourrons affirmer que le T.O.S.-mètre appartient bien à la famille des instruments de mesures dont l'amateur éclairé ne saurait se passer.

LE T.O.S. METRE ME-1

Le Retex-Kit, modèle ME-1, a été conçu pour donner au radio-amateur un moyen sensible et économique lui permettant de déterminer de quelle façon l'énergie fournie par l'émetteur est transmise et rayonnée par l'antenne. Il est également utilisable dans certaines limites, comme indicateur permanent du TOS, en l'intercalant dans une ligne coaxiale dont l'impédance sera de 50 ou 75 ohms.

Du fait que la puissance maximale admissible dans le mesureur d'ondes stationnaires est, dans la majorité des cas, très inférieure à celle fournie par les stations de radio-amateurs et, compte tenu du fait que les pertes introduites par l'appareil sont négligeables, cela permet de le laisser branché en permanence dans la ligne de transmission et de pouvoir vérifier à tout moment le réglage de l'émetteur, le couplage de la ligne à l'antenne à la fréquence d'émission, ainsi que la puissance relative d'émission.

De plus, le ME-1 convient parfaitement pour l'étude et la construction des coupleurs interposés entre l'étage final et l'antenne, grâce à son faible encombrement, du fait qu'il ne nécessite aucune alimentation et qu'il est équipé de prises coaxiales standard.

Description du circuit.

L'appareil est constitué essentiellement par une section de ligne de transmission à laquelle sont couplées, de façon inductive et capacitive, deux petites inductances secondaires linéaires. Les signaux HF qui circulent dans chacune de ces inductances secondaires, et dans leurs résistances de charge, sont détectés par une diode au germanium et filtrés au moyen d'un condensateur céramique. Le contacteur de fonction prélève le courant continu en provenance de l'une ou l'autre diode, et l'applique à un circuit indicateur de sensibilité ajustable, constitué par un potentiomètre à variation linéaire et un microampèremètre de 0 à 100 μA.

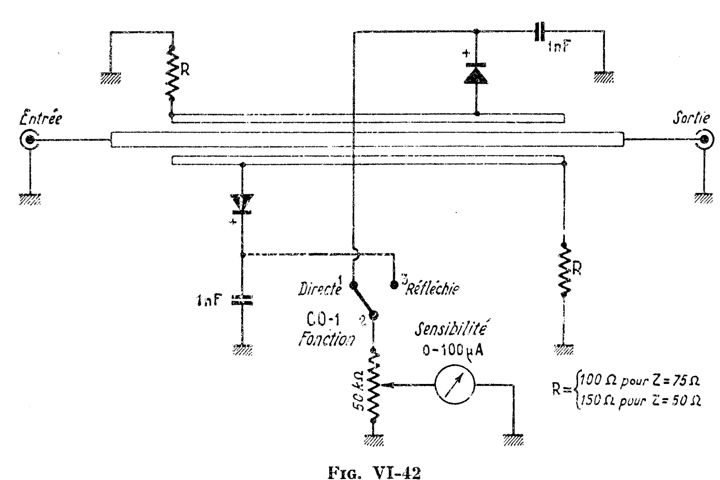


FIG. VI-42

Le schéma est représenté à la figure 42. On voit que le circuit est constitué essentiellement de deux ponts HF et d'un indicateur de zéro commutable. L'un des ponts correspond à l'énergie réfléchie et l'autre à l'énergie directe, suivant la position du curseur du contacteur.

Le couplage capacitif et inductif entre la ligne de transmission et les inductances linéaires est tel que le pont « réfléchie » sera équilibré lorsqu'il n'y aura pas d'énergie réfléchie, ce qui correspond à une adaptation parfaite des impédances entre la ligne et la charge ; dans ce cas, l'appareil indiquera un rapport d'ondes stationnaires (TOS) égal à l'unité et un pourcentage d'énergie réfléchie égal à zéro quand le contacteur est sur la position « réfléchie ». Si l'impédance à l'extrémité de la ligne, pour la fréquence de fonctionnement, diffère de celle de la ligne (50 ou 75 ohms), une partie de l'énergie sera réfléchie et le pont sera déséquilibré.

L'appareil indiquera le degré de déséquilibre sur les graduations de l'échelle, c'est-à-dire un certain pourcentage d'énergie réfléchie et le TOS approximatif.

Par exemple, si la ligne de transmission se trouvait court-circuitée ou ouverte du côté de la charge (antenne), la totalité de l'énergie se trouverait pratiquement réfléchie, l'appareil indiquerait 100 % d'énergie réfléchie et un TOS infini.

Quand le contacteur de fonction se trouve sur la position « directe », l'appareil indiquera uniquement « zéro » quand il ne circulera aucun courant HF vers l'antenne à travers la ligne et, au moment où commence le passage du courant, le pont se trouvera déséquilibré ce qui se traduira par une déviation de l'aiguille. Dans ce cas, l'indication du TOS mètre dépend de la quantité d'énergie HF et de la position du curseur du potentiomètre de contrôle de sensibilité. De ce fait, l'appareil, lorsque le contacteur de fonction se trouve dans la position « directe » constitue un indicateur très pratique de l'accord de l'émetteur et peut servir comme moniteur de sortie.

Il convient de remarquer que l'appareil n'est pas étalonné pour l'énergie directe ; du fait qu'il est utilisé à des fréquences très différentes pour des puissances variables en fonction des émetteurs considérés. Soit pour le radioamateur, soit pour d'autres applications, le mesureur d'ondes stationnaires, pour pouvoir être étalonné en fonction de ces différents paramètres, devrait posséder un très grand nombre d'échelles, sa conception serait plus complexe et son prix sensiblement plus élevé. Il est évident qu'il est plus important de savoir si l'émetteur délivre sa puissance maximale pour une entrée déterminée, que de connaître avec exactitude ladite puissance.

Indépendamment de la fréquence d'émission et de la puissance de sortie, dans les limites imposées par le ME-1, toute augmentation du courant qui circule vers l'antenne produira toujours une déviation plus importante de l'aiguille de l'indicateur. Le contrôle de sensibilité permet d'établir un point de référence utilisable à titre de comparaison pour l'essai de nouvelles antennes, de nouvelles lignes, de coupleurs, etc.

Montage et câblage.

Un profilé métallique en U reçoit deux prises coaxiales, puis le conducteur central avec ses supports isolants comme on peut le voir sur la vue perspective de la figure VI-43.

Les deux tiges métalliques sont introduites dans les trous des isolateurs, en tenant compte qu'elles doivent dépasser d'environ 6 mm, à chaque extrémité.

Si vous avez l'intention d'utiliser les TOS mètre avec une ligne dont l'impédance est de 70 ou 75 ohms, prendre deux résistances de 100 ohms. Si au contraire, vous pensez utiliser l'appareil sur une 50 ohms, prendre les deux résistances de 150 ohms.

L'une de ces résistances est disposée entre la cosse 1 du relais A et l'extrémité L 1 A de la tige supérieure, l'autre entre la cosse 2 du relais B et l'extrémité L 2 B de la tige inférieure.

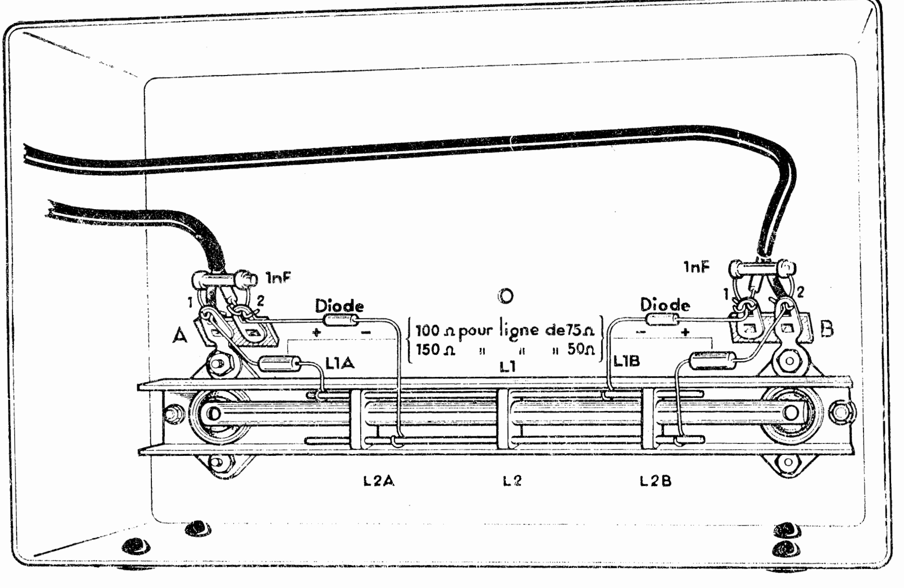


Fig. VI-43

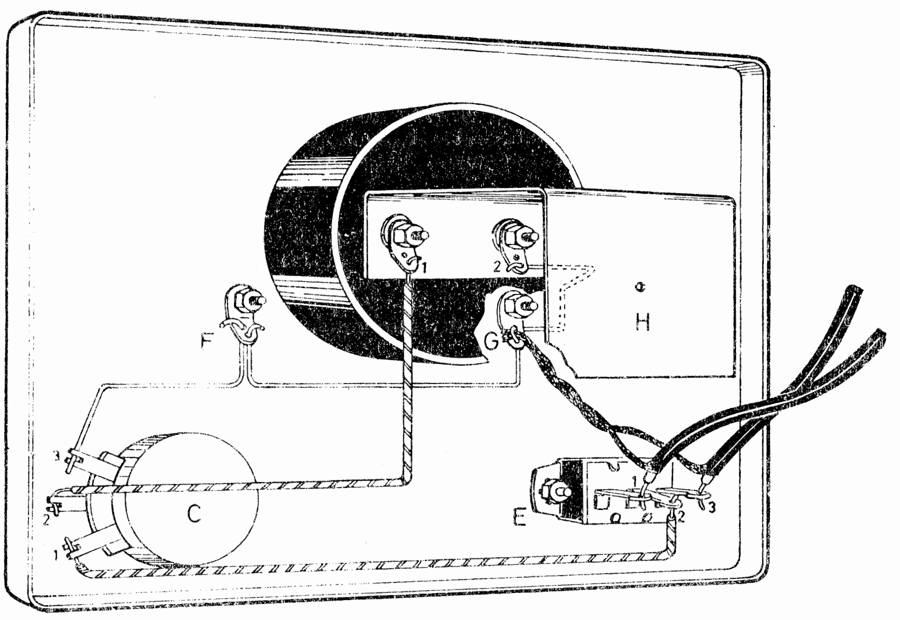




Fig. VI-44

Etamer l'extrémité gauche de la tige 2, et l'extrémité droite de la tige 1, à environ 16 mm du bout de ces tiges, pour y souder les deux diodes, en observant les précautions habituelles ; l'autre extrémité des diodes ira à la cosse 2 du relais A et à la cosse 1 du relais B.

Branchez les deux condensateurs 1 nF comme l'indique la figure.

Préparez une longueur de 160 mm de câble coaxial, retirez l'isolant à une extrémité sur 25 mm en faisant une encoche circulaire avec beaucoup de soin. Dégagez la tresse métallique à l'aide d'un instrument pointu pour faire passer le conducteur central ainsi libéré. Dénudez l'extrémité du câble central sur environ 8 mm. La même opération sera effectuée à l'autre extrémité.

Le conducteur central est fixé à la cosse 2 du relais A, tandis qu'une longueur de 12 mm de gaine isolante est enfilée sur la tresse métallique qui est branchée à la cosse 1 du même relais.

Une opération identique est réalisée avec une longueur de 220 mm de câble coaxial sur le relais B.

Il ne reste plus qu'à monter le panneau et terminer le câblage. Les vues perspectives des figures VI-43 et VI-44 sont suffisamment explicites pour que nous ne nous étendions pas davantage sur ces opérations qui ne soulèvent aucune difficulté.

Utilisation.

Le TOS mètre fonctionnera correctement avec des lignes de 50 ohms et 75 ohms. Avant de mettre en marche l'émetteur on règle le contrôle de sensibilité pour une lecture à la moitié de l'échelle. Dans ces conditions, toute amélioration de l'accord de l'émetteur se traduira par une plus grande déviation de l'aiguille, ce qui indique une bonne adaptation entre l'émetteur et la ligne.

Il est maintenant possible d'augmenter la sensibilité pour une lecture à pleine échelle.

Après cette opération, l'appareil est commuté sur « réfléchie ». La quantité d'énergie réfléchie peut être lue directement, en % ou comme T.O.S.

Le ME-1 peut rester branché en permanence sur le câble de transmission, comme indicateur permanent du contrôle de l'émetteur.

En modulant la porteuse, l'aiguille indiquera une légère diminution, sur la position « directe ». Ce phénomène ne doit pas être confondu avec la modulation négative.

Ceci arrive généralement lorsque le courant et la tension de l'amplificateur final de l'émetteur ne sont pas en phase, et cela ne doit pas être considéré comme une anomalie. Cette diminution est absolument normale quand le niveau de modulation est élevé. La modulation à porteuse contrôlée ferait monter l'indication de l'instrument dans les pointes de modulation.

Le modèle ME-1 est à la fois un indicateur donnant une valeur relative du signal de sortie, se substituant dans ce cas à l'ampèremètre du circuit d'antenne. En effet, quand le contacteur se trouve sur la position « directe », l'appareil de mesure donne une indication relative du signal de sortie. La lecture ne donnera pas la valeur du courant d'antenne, mais l'accord qui permet d'obtenir le maximum de courant de sortie à l'émetteur. Cela est particulièrement intéressant quand, dans l'étage de sortie, on utilise des tubes du type tétrodes ou pentodes dans lesquels les lectures « maximum de courant grille » et « minimum de courant plaque » ne correspondent pas au maximum de signal de sortie du fait de la présence de la grille « suppressor ». Dans ce cas, le ME-1 permet d'obtenir l'accord exact pour le maximum de rendement de la station.

L'énergie détectée par le ME-1 pourra être utilisée pour piloter un oscillateur de manipulation télégraphique au moyen du dispositif représenté sur la figure VI-45, constitué par un transistor et un petit transformateur basse

fréquence push-pull ayant un rapport grille-plaque 2/1 ou 3/1. La prise d'énergie détectée pourra être réalisée en plaçant une prise de jack entre le potentiomètre de 50 kΩ et le microampèremètre. Quand la prise de jack est introduite, l'appareil de mesure ne donne aucune indication, tandis que le signal, tel qu'il est appliqué à l'antenne, peut être écouté dans le haut-parleur du récepteur, à travers ses circuits basse fréquence, ce qui permet son contrôle. L'accord de l'étage final de l'émetteur fera varier la tonalité de l'oscillateur, ce qui permettra de plus une méthode de contrôle acoustique de l'accord pour l'opérateur.

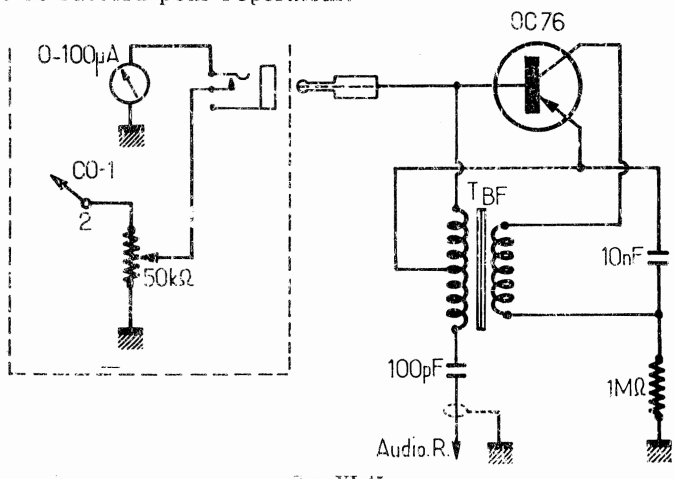


Fig. VI-45

Etalonnage.

Pour calibrer le TOS mètre, on connecte tout d'abord la sortie de l'émetteur à l'entrée de l'instrument de mesure, avec un système de charge connecté à la sortie de ce dernier. La charge peut être l'antenne utilisée habituellement à l'émission. L'émetteur est mis en fonctionnement et accordé au maximum de sortie. Avec le contrôle de sensibilité, on recherche la lecture à pleine échelle avec le contacteur de fonctionnement sur la position « directe ».

Passez maintenant le commutateur de fonction sur la position « réfléchie » et notez la déviation.

Fermez l'émetteur et inversez les connexions du ME-1. Mettez de nouveau l'émetteur en marche et réaccordez-le.

Placez le commutateur de fonction sur la position directe et notez la déviation. Si ces deux mesures ne sont pas identiques, dessoudez la diode de l'inductance linéaire correspondant à « réfléchie », L_2 et déplacez-là, jusqu'à ce que les lectures soient égales.

Si le processus d'étalonnage décrit précédemment ne permet pas d'obtenir les deux lectures égales, l'une des diodes peut être inversée ou bien ne pas être identique à l'autre. Vérifiez également qu'avec des lignes de 75 ohms les deux résistances sont de 100 ohms, ou que toutes deux sont de 150 ohms. La résistance des soudures pourrait éventuellement changer leur valeur. En général, un mauvais fonctionnement de l'appareil est dû à des erreurs de câblage ou à des soudures mal faites. La première chose à faire est donc de vérifier le câblage en consultant les schémas et les vues perspectives.

N.-B. — Il convient de ne pas confondre T.O.S. (taux d'ondes stationnaires) qui s'exprime en pourcentage et R.O.S. (rapport d'ondes stationnaires) qui s'exprime par un nombre.

Le tableau ci-dessous, que nous empruntons à Radio-Ref, permet d'étalonner l'appareil de mesure.

En A : % lu sur l'appareil de mesure. En B : % de puissance réfléchie et en C le rapport d'ondes stationnaires.

A	B	C
4.8 %	0.2 %	1.1
9.1	0.8	1.2
13.1	1.7	1.3
16.7	2.8	1.4
20.0	4.0	1.5
23.1	5.3	1.6
25.9	6.7	1.7
28.6	8.2	1.8
31.1	9.7	1.9
33.3	11.0	2.0
35.5	12.6	2.1
37.5	14.0	2.2
39.4	15.5	2.3
41.2	17.0	2.4
42.9	18.4	2.5
44.4	19.7	2.6
45.9	21.1	2.7
47.4	22.5	2.8
48.7	23.8	2.9
50.0	25.0	3.0
60.0	36.0	4.0
70.0	49.0	5.7
80.0	64.0	9.0
90.0	81.0	19.0

Exemple : supposons notre appareil gradué de 0 à 100 et l'aiguille amenée sur cette valeur dans la position « direct » à l'aide du potentiomètre de sensibilité. Si en passant sur la position « réfléchi » l'aiguille indique 50, le TOS est de 50 %, la puissance réfléchie de 25 %, et le ROS est égal à 3.

IMPEDANCEMETRE HF A GENERATEUR DE BRUIT

L'émission d'amateur est une activité aux facettes multiples : bandes décamétriques, VHF, UHF, télégraphie-téléphonie en AM, FM ou SSB, trafic en mobile, etc. Activité passionnante qui conduit à faire toujours mieux, toujours plus et à toucher des correspondants toujours plus nombreux et plus lointains. Activité enrichissante qui demande à l'amateur un travail d'élaboration, de réalisation, de mise au point dont le résultat est toujours positif. Mais quels que soient les moyens employés, la nature et la forme du trafic prélevé, les bandes utilisées, chaque station possède au moins une antenne. C'est, en quelque sorte, le dénominateur commun à toutes les stations, l'élément sans lequel, au même titre qu'une source d'énergie, aucune transmission n'est possible. Et c'est sans doute aussi le plus mal connu parce que le moins accessible. Ce qui, par parenthèses, ramène à sa juste dimension la bruyante querelle de l'augmentation de puissance dont certains ont voulu faire un fougueux cheval de bataille. Pourquoi solliciter une aussi coûteuse et vaine extension de nos privilèges, qui met le décibel à un prix exorbitant alors que nous pouvons, sans faveur spéciale travailler l'antenne et en tirer souvent plus par une mise au point sérieuse qui en

ferait gagner une puissance 5 fois supérieure ! Encore faut-il disposer du matériel de laboratoire nécessaire : un pont, associé à un système de mesure et un générateur.

On connaît le principe. Le pont de mesures existe sous diverses appellations et notamment sous celle d' « Antennascope ». Le générateur auquel une faible énergie est demandée peut être un VFO ou un émetteur de petite puissance faiblement couplé à l'antenne à travers le pont de mesures dans lequel l'antenne constitue l'élément inconnu ZX. La condition d'équilibre du pont est réalisée lorsque la valeur du potentiomètre ajustable « Pot » est égale à ZX. Si ce terme est purement résistif, et dans ce cas seulement, la lecture du microampèremètre est nulle : aucun courant ne circulant entre A.B, par définition (fig. VI-46). Si le potentiomètre comporte un cadran gradué en ohms, on pourra y lire directement l'impédance de l'antenne à la fréquence du signal qui lui est appliqué.

L'appareil que nous présentons ci-dessous est susceptible de rendre les mêmes services et quelques autres supplémentaires en simplifiant sérieusement le problème. En effet, il ne demande ni générateur, ni appareil de mesure et fonctionne à précision maximum jusqu'à 100 MHz et jusqu'à 150 MHz à précision réduite pour une gamme de lecture de 0 à 100 Ω. C'est pourquoi il est l'instrument idéal pour la mise au point des antennes, de leur fréquence de travail et de leur adaptation précise sans employer le moindre appareillage coûteux.

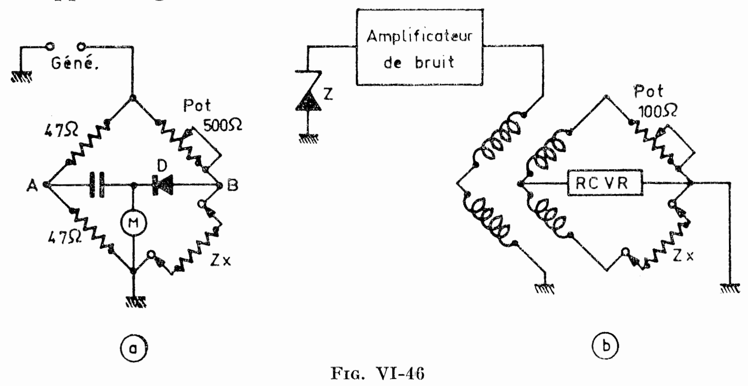


Fig. VI-46

Principe de fonctionnement.

Il est temps d'en donner la description, et le principe de fonctionnement. Nous y trouvons... un générateur incorporé, un pont et un circuit de mesure donc ce que nous avons énuméré plus haut, mais sous forme tout à fait différente.

Le générateur est strictement apériodique et ne comporte aucun circuit oscillant. Il est limité à une diode génératrice de « bruit blanc » suivie d'un amplificateur à transistors à trois étages à large bande. Toutes les diode zener ont cette propriété, la diode utilisée ici d'un type spécial qui produit un niveau de bruit élevé sur un spectre de fréquences très étendu. L'amplificateur qui fait suite est équipé de trois transistors du même type (2N3563 Fairchild) à fréquence de coupure très élevée qui en permet l'emploi dans un réseau à large bande, à grand gain jusqu'à des fréquences égales ou supérieures à 100 MHz. Il en résulte un niveau de bruit pratiquement constant dans tout le spectre HF-VHF (fig. VI-47).

Mais nous n'avons pas encore défini le circuit de mesure. C'est tout simplement le récepteur de trafic de la station.

Quant au pont, il ne comprend plus, comme dans les appareils conventionnels, deux résistances dans les parties fixes, mais un transformateur sur tore magnétique dont le primaire qui charge le dernier étage de l'amplificateur, est couplé à un secondaire à point rigoureusement médian. La branche supérieure se referme sur un potentiomètre étalonné de 100 Ω et la branche inférieure est destinée à recevoir l'antenne à mesurer. Le récepteur est inséré dans la diagonale du pont.

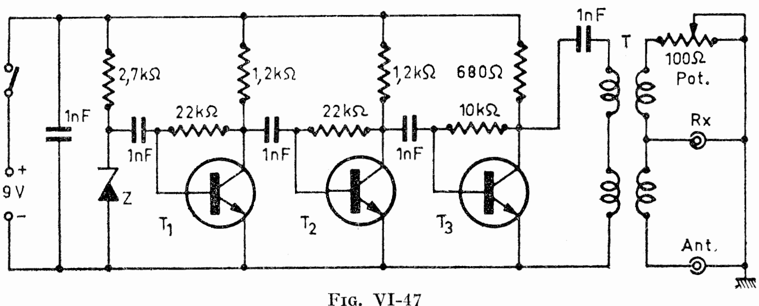


Fig. VI-47

Le récepteur, l'antenne et la pile intérieure étant connectés, on recevra sur toute la bande un magnifique souffle d'un niveau très supérieur à S9. (Pot. sur 50 Ω) et qui couvre positivement tous les signaux reçus. On accordera le récepteur de manière à obtenir le plus faible bruit ou le minimum de lecture du S-mètre. Nous sommes sur la fréquence de résonance. Chercher par ajustement du potentiomètre à diminuer, voire à annuler ce bruit. Le réglage du récepteur et la position du potentiomètre nous donnent en lecture directe la fréquence de résonance de l'antenne et son impédance. Telle est la première manipulation à laquelle on pourra se livrer pour se familiariser avec le fonctionnement de l'appareil. En effet, une antenne est un circuit résonant. Son impédance est minimum à la fréquence de résonance et augmente rapidement de part et d'autre, comme le montre la figure VI-48).

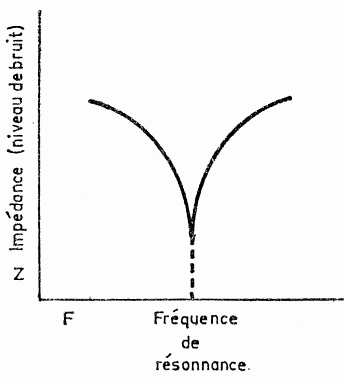


Fig. VI-48

Il sera facile de déduire de cette mesure dans quel sens on doit modifier la longueur de l'antenne et son adaptation pour l'amener sur une fréquence de résonance donnée et lui faire présenter une impédance de même valeur que celle du câble qui l'alimente, condition pour laquelle le taux

d'ondes stationnaires sera réduit au minimum. En procédant de la même manière ou pourra déterminer avec précision les longueurs électriques de câble coaxial dont le coefficient de vélocité n'est pas connu avec certitude. Voici, avec l'impédancemètre à générateur de bruit, comment procéder, en utilisant un récepteur décamétrique toutes bandes :

1° Prendre une longueur absolument quelconque du câble à définir (minimum 3,5 m — maximum 60 m) le munir à une extrémité d'une fiche coaxiale miniature qui le raccordera au pont et court-circuiter l'autre extrémité.

2° Réunir le récepteur à la prise RCVR du pont.

3° Mettre le potentiomètre sur 0 Ω et l'interrupteur en position service « ON ».

On balaiera alors toute la gamme de 30 à 1,6 MHz couverte par le récepteur et on notera, selon la longueur du câble, la ou les fréquences correspondant à une extinction totale du bruit très puissant généré par l'appareil. Si on observe plusieurs « nuls », c'est évidemment le plus bas en fréquence qu'il faut retenir.

Voici un exemple pratique. Avec une botte de 25 m de câble coaxial 75 MD des Câbleries de Lyon, nous avons noté des « nuls » à 3 900 kHz, 7 800 kHz, 11 700 kHz, etc. correspondant à une longueur d'onde électrique de 76,92 m, 38,46 m, 25,64 m, etc. La demi-onde à la fréquence la plus basse étant 76,92 m : 2 = 38,46 m, le coefficient de vélocité de ce câble est 25 : 38,46 = 0,65, valeur à partir de laquelle on pourra tailler n'importe quelle ligne de longueur critique.

La formule simple donnant le facteur de vélocité sera : k :

$$\frac{F(\text{MHz}) \times l(\text{m})}{150}$$

Les autres « nuls », d'autant plus nombreux que l'échantillon à mesurer est plus long, correspondent à 2, 3, 4, etc. demi-ondes électriques.

La détermination de la longueur d'un quart d'onde ou d'une ligne demi-onde sera alors aisée et rapide, même en partant d'un câble de caractéristiques imprécises avec le pont à générateur de bruit. (On se rappellera qu'une section quart d'onde *ouverte* à l'extrémité est l'équivalent, au point de vue des « nuls » observés, d'une section demi-onde court-circuitée).

Envisageons maintenant la solution pratique de la mise au point d'une antenne. Ce problème qui est typiquement celui des radioamateurs ayant le souci de l'efficacité de leur station peut être entièrement résolu au moyen du seul pont d'impédance à générateur de bruit, tant en ce qui concerne la résonance de l'aérien, ce qui est capital, qu'en ce qui concerne son adaptation à la ligne, ce qui l'est tout autant.

Nous supposons donc que, sur des données dignes de foi, nous venons de terminer une antenne qu'il reste à mettre au point, c'est-à-dire à faire résonner dans la gamme de fréquences choisies et à adapter correctement à un câble coaxial de 50 Ω, par exemple. Cette antenne sera montée à bonne hauteur au-dessus du sol et correctement éloignée des obstacles ambiants. Il y aura également le plus grand intérêt à ce qu'elle soit ou bien amovible, ou bien facilement accessible, car les retouches sont toujours nombreuses lorsqu'on veut obtenir un résultat parfait. Faut-il y adapter le câble et se livrer aux mesures que permet le pont ? Rien ne s'y oppose, mais il y a de grandes chances pour que les valeurs relevées ne signifient pas grand chose. En effet, l'antenne par construction résonne certainement sur une fréquence différente de celle que l'on recherche et... l'adaptation de la ligne reste à faire. Nous allons dévier le problème et éliminer la ligne ou du moins son influence.

Nous savons en effet qu'une ligne demi-onde présente la propriété de reproduire à une de ses extrémités la charge positive sur laquelle elle se referme à l'autre. Dans un premier temps, il suffira donc de coupler un morceau de câble d'une longueur telle qu'elle puisse joindre le récepteur à l'antenne d'une part et qu'elle ait une longueur électrique d'une demi-onde ou d'un *multiple quelconque de demi-ondes*, ce qui pourra être obtenu soit au moyen du pont, ainsi qu'il a été dit plus haut (ne pas oublier de court-circuiter l'extrémité libre) soit par calcul, si on connaît le coefficient du câble utilisé. On vérifiera alors que toute résistance non inductive mise à la place du court-circuit donne sur le pont un « nul » pour une lecture de même valeur. Si on remplace cette résistance par l'antenne elle-même, on lira sur le pont à la fois son impédance et, sur le récepteur, la fréquence de résonance correspondant au meilleur « nul ». On en déduira alors si on doit augmenter ou diminuer la longueur du brin rayonnant pour l'amener à la résonance souhaitée. La mesure au grid-dip confirmera les observations faites.

Reste alors à amener le système d'adaptation à une impédance de la même valeur que celle du câble. Là encore le pont sera l'outil de contrôle et nous renseignera dans quel sens il faut agir. Il est à noter que toute modification du système d'adaptation se traduit souvent par une modification de la fréquence de résonance. Comme l'une et l'autre sont mesurées en permanence, on doit arriver de proche en proche, à la fois à la résonance cherchée et à l'impédance (supposée 50 Ω) désirée. Lorsque le résultat sera atteint, le câble fonctionnera en régime d'ondes progressives parfait et on pourra couper la ligne à la longueur pratique la plus commode sans modifier le fonctionnement du système qui, bien évidemment, présentera un rapport d'ondes stationnaires voisin de l'unité.

Ainsi toutes les antennes peuvent être soumises à la mesure : Quad classique - Quad multibandes - Swiss-Quad - Antennes beam simples dipôles, etc. et quelle que soit l'adaptation : série, shunt, delta, gamma, etc.

Un appareil vraiment utile, qui fait gagner du temps, qui éclaire le problème des lignes et des antennes d'un jour nouveau et dont on ne peut absolument pas se passer si on refuse de rester dans l'à-peu-près.

CONSTRUCTION D'UN MESUREUR DE PUISSANCE ET D'IMPEDANCE

La mesure d'une tension, d'un courant ou d'une résistance est toujours une opération facile : il suffit pour cela de disposer d'un multimètre ou d'un voltmètre à lampe. Toutefois quand on doit effectuer la mesure d'une valeur de puissance, la plupart des techniciens rencontrent quelques difficultés.

L'une de celles-ci consiste dans le fait qu'il est nécessaire de mesurer simultanément deux grandeurs variables, généralement indépendantes entre elles ; autrement dit, il est possible de déterminer la valeur d'une puissance de sortie à condition de connaître les valeurs de tension et de courant, ou encore de tension et de résistance, ou de courant et de résistance. Tout ceci ne présente aucun obstacle si l'on dispose d'appareil du type à thermocouple pour la mesure des courants de haute fréquence ; toutefois, si on désire mesurer la puissance maximum de sortie d'un amplificateur, d'un générateur, ou d'un émetteur de faible puissance, le problème se complique du fait que, dans l'exécution de la mesure, l'impédance de charge doit être adaptée à l'impédance de sortie du système à contrôler.

Le mesureur de puissance et d'impédance que nous décrivons ci-dessous est d'un prix de revient peu élevé, exclusivement alimenté par le signal à mesurer, et permet l'utilisation sur une gamme de valeurs comprises entre quelques milliwatts et 3 W, adaptable à toutes les valeurs d'impédance entre 4,7 Ω et 10 kΩ.

De plus la réponse est linéaire jusqu'à 150 MHz. Il ne nécessite aucune tension d'alimentation ni aucun circuit d'amplification.

L'utilisation de l'instrument est assez simple : il suffit en effet de relier l'entrée de ce dernier à la sortie du dispositif dont on désire mesurer la puissance, l'impédance de sortie, ou ces deux valeurs, et de régler le seul commutateur afin d'obtenir la déviation maximale de l'aiguille dont les indications sont marquées directement en watts, alors que le bouton est gradué en valeur d'impédance.

Principe de fonctionnement.

Le circuit électrique est représenté à la figure VI-50 ; il comporte essentiellement un commutateur rotatif comportant deux galettes à onze positions. I_{1a} sélectionne les différentes valeurs de résistance de l'appareil à mesurer, tandis que I_{1b} dispose les résistances en série avec le milliampèremètre afin de modifier sa sensibilité pour permettre de mesurer la tension maximum à l'entrée à travers la diode D.

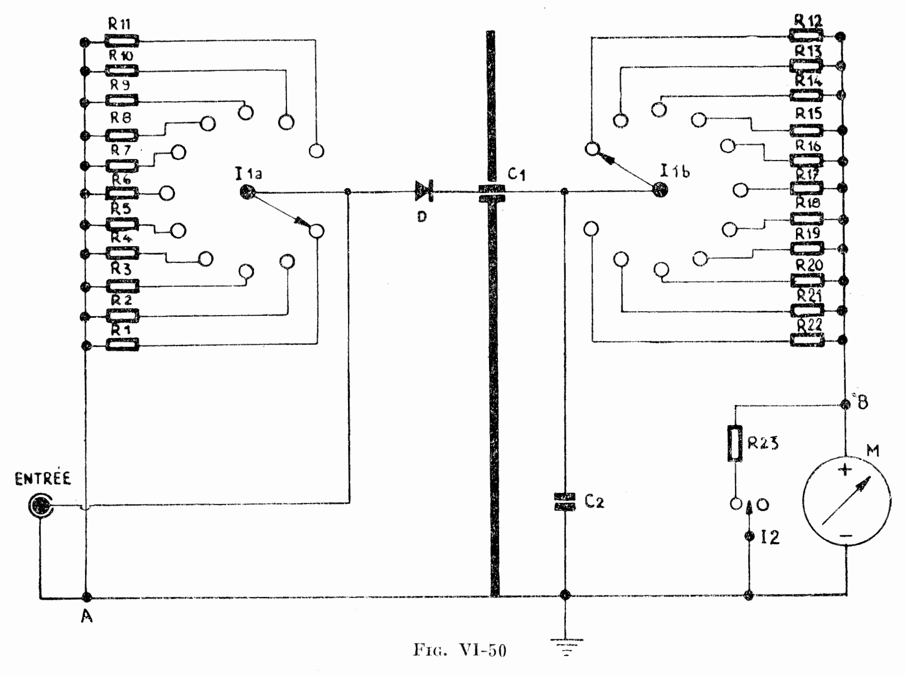


FIG. VI-50

Toutes les résistances de R_1 à R_{11} devront présenter une dissipation minimum de 4 W, et être du type non inductif, avec une tolérance choisie suivant la précision que l'on désire obtenir, en observant toutefois que celle-ci dépend aussi des caractéristiques de l'équipage mobile du milliampèremètre.

Il est nécessaire de rappeler que, puisque la valeur efficace d'une tension alternative, en supposant que celle-ci soit sinusoïdale, atteint seulement 0,707 de la valeur de pointe, il est nécessaire de prévoir une résistance en parallèle sur le milli pour la mesure des courants alternatifs (R_{23}).

La valeur de cette résistance dépend de la résistance interne de l'instrument utilisé. Pour la déterminer, il suffit de brancher une source de

tension, 9 ou 12 V, en série avec l'instrument, et un potentiomètre de plusieurs milliers d'ohms. Ceci fait, on règle ce dernier de manière que l'aiguille soit exactement à fond d'échelle (position correspondant à une puissance de 3 W et un courant de 1 mA).

Ensuite, il est nécessaire de disposer en parallèle sur l'instrument différentes valeurs de résistance pour obtenir l'indication 1,5 W (position T, tarage). Comme dans ces conditions, l'instrument indique la valeur efficace de la puissance au lieu de sa valeur de pointe, les résultats risquent de ne pas être absolument précis, en fonction des tensions d'entrée, qui ne sont pas parfaitement sinusoïdales. Toutefois cette méthode est habituellement utilisée pour le tarage des voltmètres à lampe, et s'est révélée très satisfaisante, en pratique.

Lorsque la valeur de R_{23} a été établie, il suffit d'effectuer les différentes connexions suivant le schéma de la figure VI-50.

La diode D est indispensable pour la mesure des tensions alternatives. En théorie, n'importe quel type de diode doit convenir, mais en pratique, il est nécessaire de tenir compte de deux facteurs importants.

Quand on effectue la mesure d'une puissance de 3 W en courant continu, aux bornes d'une résistance de charge de 10 000 Ω, il existe une tension de 173 V aux bornes de la diode. Dans les mêmes conditions de puissance et d'impédance, la tension alternative aux bornes de cette même diode atteint une valeur de pointe de 250 V. Tout type au germanium serait immédiatement détruit dans ces conditions.

Considérons maintenant le cas opposé où l'on mesure une puissance de 30 mV aux bornes d'une résistance de charge de 5 Ω. On obtient aux bornes de la diode une tension inférieure à 0,5 V, valeur en-dessous du niveau de seuil de conduction pour n'importe quel type de diode au silicium capable de supporter une tension inverse élevée.

En pratique, bien que ces conditions extrêmes se rencontrent rarement, l'utilisation d'une diode au germanium ayant une tension inverse de pointe maximum de 120 V s'est révélée satisfaisante dans la plupart des conditions que l'on peut normalement observer. Par exemple, la diode OA95 a une tension inverse maximum de 115 V, tandis que le type OA202 atteint 150 V.

Le condensateur C_1 d'une valeur de 1 000 pF, est du type céramique et C_2 de 0,1 μF, sert à écouler l'éventuelle résiduelle alternative après le redres-

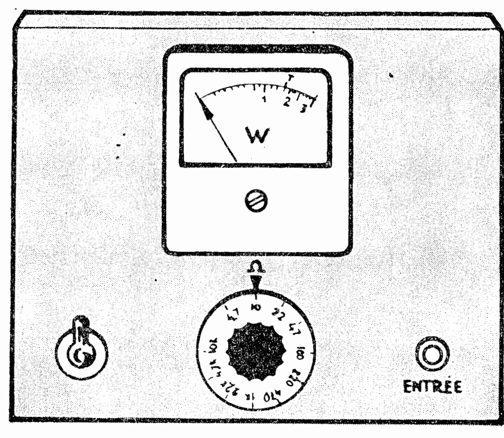


Fig. VI-49

sement opéré par la diode, afin de rendre plus stable et plus précise la mesure du milliampèremètre.

L'appareil doit être contenu dans un petit coffret métallique afin d'éviter un rayonnement excessif du signal, quand l'instrument est utilisé pour effectuer la mesure de la puissance de sortie, sur les petits émetteurs ou les générateurs. Pour rendre la lecture plus facile, il peut être utile de donner une certaine inclinaison au panneau frontal.

La figure VI-49 représente une disposition possible du panneau frontal. Comme on le voit, le milliampèremètre est situé à la partie supérieure ; au centre, le bouton de commande du commutateur étalonné en valeurs d'impédance de 4,7 Ω à 10 000 Ω ; à gauche, l'interrupteur, permettant de mettre R_{23} en parallèle, pour les mesures en courants alternatifs. A droite, on observe la présence d'un jack qui, à l'aide d'un câble blindé, permet d'appliquer le signal à mesurer.

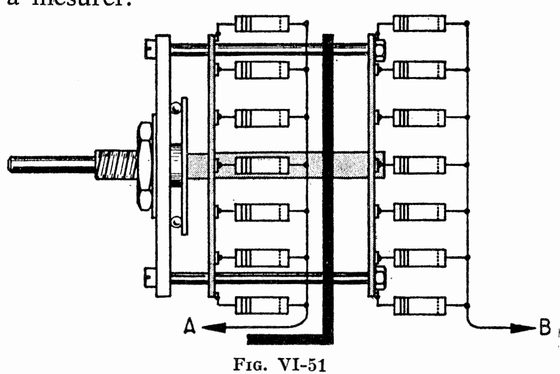


FIG. VI-51

Le commutateur doit être modifié comme l'indique la figure VI-51 ; les deux galettes doivent être espacées au moyen de quatre entretoises de deux longueurs différentes. Deux entretoises ayant une longueur légèrement supérieure à celle des résistances reliées à la première galette sont fixées sur les vis qui maintiennent les deux galettes. Entre ces entretoises, et les deux autres, beaucoup plus courtes, est disposé un écran métallique constitué d'une lame rectangulaire d'aluminium, de fer cadmié ou de laiton ; celle-ci a pour but d'empêcher les couplages inductifs et capacités entre les deux séries de résistances. Cet écran est plié à angle droit, dans sa partie inférieure pour permettre sa fixation au moyen d'une vis ou d'une soudure au châssis métallique. Un trou y sera pratiqué pour le condensateur C_1, à travers lequel passe une des connexions de la diode D.

Les résistances de R_1 à R_{11} sont reliées d'une part aux contacts de la première galette, tandis que les autres extrémités sont reliées entre elles au moyen d'un anneau réalisé avec un conducteur de cuivre de 1,5 mm de diamètre, connecté directement au châssis au point A.

On adoptera le même système pour les résistances de R_{12} à R_{22} et le conducteur en anneau sera relié au point B, qui est également le pôle positif du milliampèremètre, avec la diode disposée comme sur le schéma.

Pour tarer l'échelle de l'instrument, il est nécessaire d'enlever le cadran avec beaucoup de précautions, et de refaire l'étalonnage en watts d'après les indications du tableau I. En face de la valeur 0,707 on applique un trait rouge, et la lettre T, pour indiquer le point de tarage.

L'instrument fonctionne d'après la formule de base $W = V^2/R$ qui exprime la puissance en fonction du rapport entre le carré de la tension et la résistance.

TABLEAU I

Courant en mA	Puissance correspondante en W
1	3
0,91	2,5
0,82	2
0,707 tarage	1,5
0,57	1
0,50	0,75
0,41	0,50
0,29	0,25
0,185	0,10
0,13	0,05
0,057	0,01

Le circuit de principe est représenté à la figure VI-52 a dans lequel la puissance dissipée dans la résistance de charge R_G équivaut au rapport entre le carré de la tension V indiquée par l'instrument et la résistance. En conséquence, si R_G s'élève à 100 Ω, et si le voltmètre indique, par exemple, une tension de 5 V, la puissance s'élève à :

$$W = 5^2/100 = 0,25 \text{ W.}$$

Comme la puissance est proportionnelle au carré de la déflexion de l'aiguille du voltmètre, il est logique que l'échelle ne présente pas une courbe linéaire.

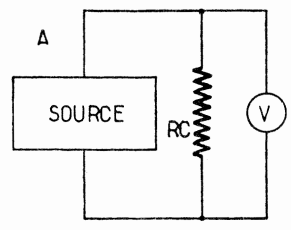


Fig. VI-52 a

Si l'instrument représenté à la figure VI-52 a indique une tension de 10 V à fond d'échelle pour une résistance de charge de 100 Ω, la puissance s'élève à 1 W. Si la valeur de la résistance est portée à 500 Ω, pour une même tension de 10 V, la puissance est égale à 0,2 W. Il en résulte que si le voltmètre était taré directement en watts, les lectures ne seraient exactes que pour certaines valeurs de la résistance de charge. La solution du problème consiste à faire abstraction de la tension à la sortie, et à ne considérer que l'intensité nécessaire pour produire la déflexion totale de l'aiguille.

En adoptant un milliampèremètre 0-1 mA, il suffit de faire en sorte que le courant qui traverse l'appareil soit de 1 mA pour la puissance que l'on désire mesurer à fond d'échelle, puissance qui peut être de 1 W, 3 W comme dans notre cas, 10 W, etc.

La figure VI-2 b illustre une version simplifiée du circuit au moyen duquel, on obtient la condition précédente.

Pour obtenir la déflexion complète correspondant à une puissance de 3 W, avec une résistance de charge de 100 Ω, la tension aux bornes de R_G doit être égale à $\sqrt{W \times R} = 17,32$ V.

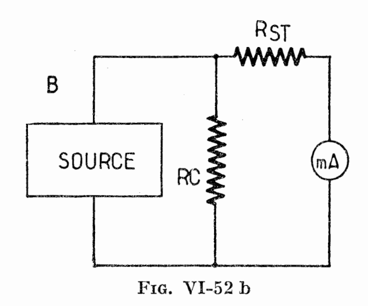


FIG. VI-52 b

Pour obtenir le passage d'un courant de 1 mA dans ces conditions, la résistance totale de l'instrument (résistance de la bobine mobile plus résistance en série) doit s'élever à 17,32 Ω.

De même, si la résistance de charge présente une valeur de 500 Ω, la tension est à ses bornes de 38,73 V et la résistance totale du circuit de l'instrument doit être de 38,73 Ω.

Les valeurs des résistances à utiliser en série avec l'instrument, en fonction de la résistance de charge R_C, de la tension de sortie V_u, sont indiquées dans le tableau II. On remarquera que, dans chaque cas, la valeur calculée de R_{st} est assez voisine des valeurs standard; aussi n'est-il pas nécessaire d'utiliser de résistances de type spécial. Le choix de la valeur 3 W comme puissance maximum se prête à cette concordance. Comme la résistance interne du milliampèremètre est très réduite, sa valeur pourra être négligée.

TABLEAU II

R_C en Ω	V_u en V	R_{st} calculée en Ω	R_{st} standardisé en Ω
4,7	3,742	3,7	3,9
10,0	5,480	5,5	5,6
22,0	8,120	8,1	8,2
37,0	11,870	11,8	12,0
100,0	17,320	17.3	18,0
220,0	26,670	25,7	27,0
470,0	37,420	37,4	39,0
1.000,0	54,800	54,8	56,0
2.200,0	81,200	81,2	82,0
4.700,0	118,700	118,7	120,0
10.000,0	173,200	173,2	180,0

Naturellement, en adoptant les mêmes critères de calcul, on pourra projeter un instrument de ce genre pour des puissances supérieures, 10 W par exemple.

Valeurs des éléments de la figure VI-50 :

R_1 = 4,7 Ω ; R_2 = 10 Ω ; R_3 = 22 Ω ; R_4 = 47 Ω ; R_5 = 100 Ω ; R_6 = 220 Ω ; R_7 = 470 Ω ; R_8 = 1 kΩ ; R_9 =2,2 kΩ ; R_{10} = 4,7 kΩ ; R_{11} = 10 kΩ.

Toutes ces résistances sont du type à couche, d'une puissance de 4 W.

R_{12} = 3,9 Ω ; R_{13} = 5,6 Ω ; R_{14} = 8,2 Ω ; R_{15} = 12 Ω ; R_{16} = 18 Ω ; R_{17} = 27 Ω ; R_{18} = 39 Ω ; R_{19} = 56 Ω ; R_{20} = 82 Ω ; R_{21} = 120 Ω ; R_{22} = 180 Ω.

Toutes ces résistances sont du type au carbone, d'une puissance de 0,5 W.
R_{23} = voir texte.

C_1 = condensateur céramique de 1 000 pF.

C_2 = condensateur papier de 0,1 µF 250 V.

D = diode au germanium.

M = milliampèremètre 0,1 mA.

UN VOLTMETRE ET UN AMPEREMETRE HF

Avec un voltmètre et un ampèremètre convenablement étalonnés en HF, et utilisés en observant les précautions exigées par ces courants, il est possible d'effectuer des mesures non seulement de tensions et d'intensités, mais aussi d'impédance et de puissance en tenant compte que $Z = V/I$; $Z = V^2/W$; $W = V^2/Z$; $W = I^2Z$; $W = VI$.

Nous nous proposons de décrire ici la réalisation d'un voltmètre et d'un ampèremètre HF de précision moyenne, très utile pour les usages courants, pourvu d'une sonde séparée ; une solution pratiquement très commode, puisque, de dimensions relativement réduites, permet d'effectuer les mesures sur des appareils disposés à une certaine distance de l'instrument indicateur. Elle permet, par exemple, d'effectuer la mesure des courants et tensions à la base d'une antenne tout en gardant les instruments indicateurs près de l'émetteur. L'appareil aura l'aspect de la figure VI-53.

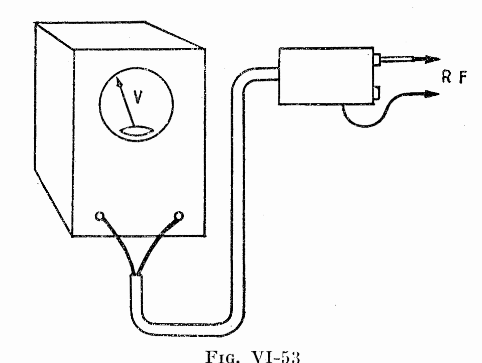


Fig. VI-53

Le voltmètre HF sert notamment pour déceler la présence d'éventuelles tensions HF et en apprécier l'importance ; il servira par exemple, pour vérifier si un tube électronique produit des auto-oscillations parasites ; on observera que celui-ci a une consommation propre très basse, généralement négligeable et que surtout, il possède une faible capacité d'entrée (de l'ordre de 5 pF).

VOLTMETRE HF 30 MHz-3 MHz

Il est constitué d'un microampèremètre 200 µA muni d'un dispositif redresseur OA85, et d'un double diviseur de tension capacitif réalisé selon le schéma de la figure VI-54 et suivant la disposition de la figure VI-55.

L'instrument indicateur est séparé du dispositif détecteur comme nous l'avons dit, et celui-ci, soigneusement disposé dans un étui métallique, constitue une sonde « probe » d'utilisation très commode.

Deux gammes de mesures ont été prévues, 10 et 100 V HF. Elles permettent d'effectuer les mesures les plus courantes, dans le cadre des exi-

gences normales des radioamateurs (mesures des tensions des VFO et oscillateurs pilotes, étages doubleurs et étages de puissance jusqu'à environ 200 W, etc.).

Naturellement, il est possible, en modifiant convenablement les valeurs des diviseurs capacitifs, d'obtenir des portées différentes ; par exemple, une échelle jusqu'à 500 V HF, permettant la mesure de puissances supérieures à 200 W HF dans des circuits d'impédance 50-75 Ω, ou des tensions aux bornes de certains circuits résonnants, mais toujours pour des puissances relativement basses.

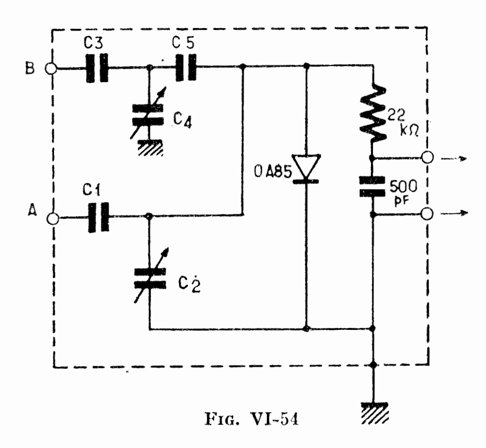


Fig. VI-54

Comme on le voit sur le schéma de la figure VI-54 le diviseur pour les tensions basses est constitué par la branche A elle-même constituée d'un condensateur fixe C_1 en série, et d'un condensateur ajustable de 10 pF en parallèle sur la diode OA85 ; le diviseur pour les tensions élevées B, est constitué par un premier condensateur fixe C_3 en série, par un ajustable C_4 de 10 pF et un second condensateur fixe C_5 disposé entre la première partie du bras et le point de potentiel nul ; à ce point est également relié le bras A, en parallèle à C_2 semi-fixe de 10 pF.

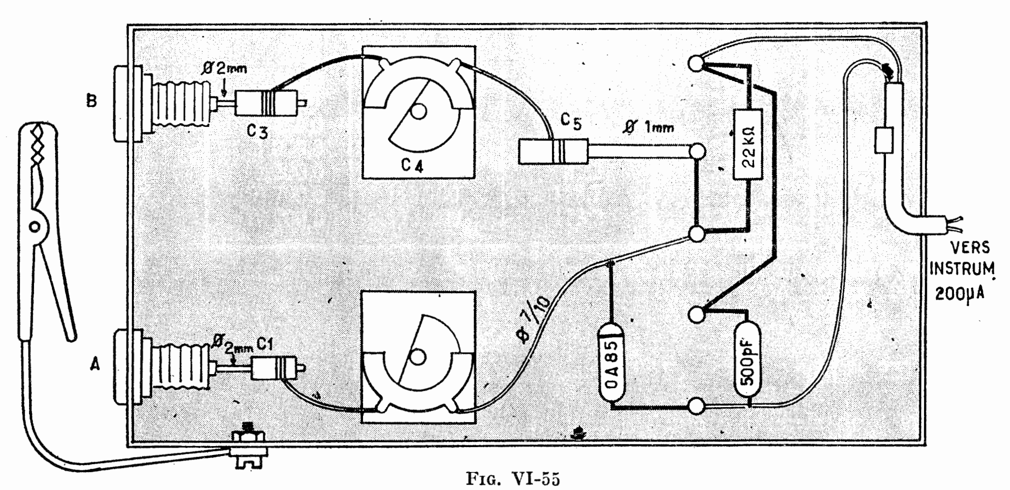


Fig. VI-55

Le réglage des deux bras est indépendant, et pour cette raison, le tarage devra être exécuté en plusieurs fois, comme nous le verrons plus loin.

Les capacités C_1, C_3 et C_5 sont de faible valeur et réalisées en enroulant du fil de cuivre étamé sur un tube isolant polyvinylique monté sur un fil de cuivre étamé qui, pour C_1 et C_3 a un diamètre de 2 mm, pour C_5 de 1 mm (voir figure VI-55). Le nombre de spires à enrouler, toutes à spires jointives, c'est-à-dire ne formant pas une self, est indiqué sur le dessin de la figure VI-55, il ne s'agit là que d'une valeur de base car le nombre exact de spires qui dépend de la capacité répartie, de l'épaisseur du tube isolant employé, et d'autres caractéristiques physiques sera déterminé au cours du tarage. Le contrôle devra être effectué avec le coffret fermé, en observant que la distance entre les éléments du circuit et les parois du boîtier influence aussi le réglage. Pour cette raison, toutes les parties devront être fixées d'une façon rigide.

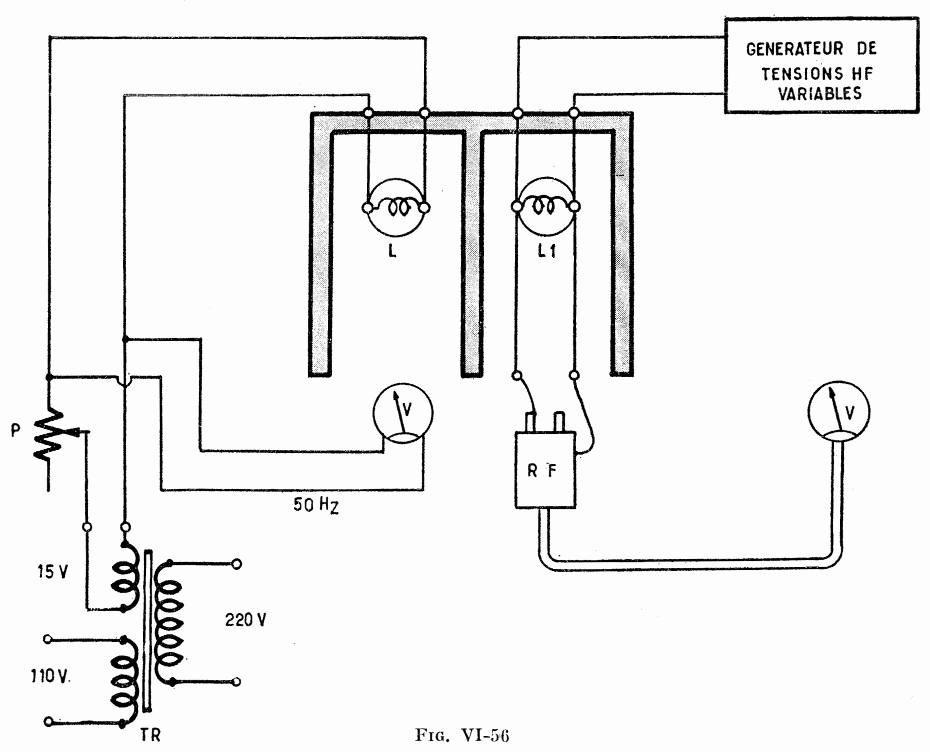


FIG. VI-56

Tarage. Si on ne dispose pas d'un voltmètre HF étalonné, le tarage de cet instrument pourra être exécuté avec une bonne précision au moyen du dispositif représenté à la figure VI-56. Celui-ci consiste en deux lampes de même type et de même puissance, l'une (L) alimentée avec une tension à fréquence industrielle (50 Hz), l'autre L_1 avec une tension HF fournie par un générateur HF d'une certaine puissance (un petit émetteur par exemple). Il est évident qu'à égalité de luminosité des filaments, on aura sensiblement des tensions appliquées égales, avec une appréciation de l'ordre de 3 % si les deux lampes sont identiques. Naturellement, la précision du tarage dépend de l'appréciation de la luminosité ; pour éliminer une erreur

personnelle, il serait donc nécessaire d'utiliser un photomètre placé à distance égale des deux lampes, avec lequel il sera possible de mesurer la luminosité de chacune d'elles.

En parallèle à la lampe alimentée par le 50 Hz, on disposera un bon voltmètre. A la lampe alimentée par la tension HF, on disposera la sonde du voltmètre HF.

Le tarage sera effectué en utilisant trois paires de lampes : une paire 3,5 V type torche ; une paire 12 V (type bicyclette) ; une paire 110 V, 0,5-1 W à filaments. Le rhéostat P devra avoir deux valeurs différentes, selon les lampes utilisées. Il pourra être constitué, pour les tensions plus élevées (110 V) par un rhéostat à liquide.

Le tarage s'effectuera en utilisant un cadran provisoire de carton, en commençant par la partie la plus basse (10 V) de la manière suivante :

1) régler les instruments indicateurs au zéro,

2) mettre en circuit les lampes 12 V,

3) régler le rhéostat P afin d'obtenir la déviation du voltmètre 50 Hz (10 V) à fond d'échelle,

4) régler le générateur HF afin d'obtenir la même luminosité sur les deux lampes,

5) régler le condensateur semi-fixe C_2 afin de faire dévier le voltmètre HF de tarage à fond d'échelle. S'il n'est pas possible d'obtenir une déviation totale par le seul réglage de C_2 il sera nécessaire de régler la capacité fixe C_1, en ajoutant ou en couplant quelques spires.

6) mettre en circuit les lampes 3,5 V,

7) tarer alors l'échelle en volts ; à cet effet, régler P de manière à obtenir une tension HF de 1 V sur le voltmètre 50 Hz ; régler le générateur HF de manière que la lampe HF ait la même luminosité que la lampe 50 Hz.

8) à ce moment, après avoir obtenu une luminosité identique pour les deux lampes, marquer sur le cadran la position de l'aiguille pour 1 V HF,

9) répéter l'opération pour 2 V et ensuite pour 3 V,

10) changer les lampes et disposer les lampes 12 V ; opérer comme il a déjà été fait pour les tensions jusqu'à 3 V, de manière à marquer sur le cadran toutes les tensions jusqu'à 10 V. Cette opération devra être exécutée avec beaucoup de soin.

Le cadran ainsi marqué sera complété par les graduations intermédiaires en procédant à une subdivision graphique, en utilisant un compas précis. Pour simplifier cette opération, si on ne dispose pas d'un instrument convenable pour la subdivision centésimale, nous conseillons la subdivision de chaque graduation d'un volt en quatre parties parfaitement suffisantes pour les usages courants, et ayant au contraire, l'avantage d'une lecture plus commode. La distribution des tensions sur le cadran sera ainsi presque linéaire.

Comme la répartition des tensions sur l'échelle est pratiquement la même pour la gamme basse que pour la gamme élevée, pour la haute tension (100 V), il suffira de régler exactement le fond d'échelle en agissant sur le condensateur semi-fixe C_5 et éventuellement en ajustant ensuite de nouveau les capacités C_3 et C_5, comme nous l'avons vu au pt 5, pour ce qui concerne C_1.

Comme les réglages des deux bras sont interdépendants, comme nous l'avons déjà dit, après avoir tracé l'extrémité d'échelle pour les 100 V, il sera nécessaire de le contrôler à nouveau pour la gamme 10 V ; on notera que la valeur indiquée aura varié. On effectuera ensuite une nouvelle re-

touche du semi-fixe C_2. On contrôlera ensuite à nouveau l'échelle de la gamme 100 V, et on remarquera que lui aussi a varié ; il sera par suite nécessaire de retoucher légèrement C_5, ce qui imposera aussi une retouche de C_2, cette fois cependant très légère. Par des retouches successives toujours plus petites, il sera possible d'obtenir une bonne précision sur les deux gammes.

Utilisation du voltmètre HF.

Comme on l'a déjà dit, en plus des mesures de tensions HF, le voltmètre décrit sert également à la mesure des impédances et des puissances, quand on connaît l'intensité des courants relatifs. L'ampèremètre que nous décrivons plus loin servira à cet effet. Le voltmètre, en outre, peut être utilisé pour contrôler si dans un circuit, les électrodes d'un tube électronique ou d'un transistor sont le siège d'oscillations HF.

Enfin, étant donnée la sensibilité élevée du voltmètre, celui-ci peut être utilisé dans certains cas, comme mesureur de champ, s'il est relié à un circuit résonnant constitué d'une self munie d'une antenne à deux sections (fig. VI-57)

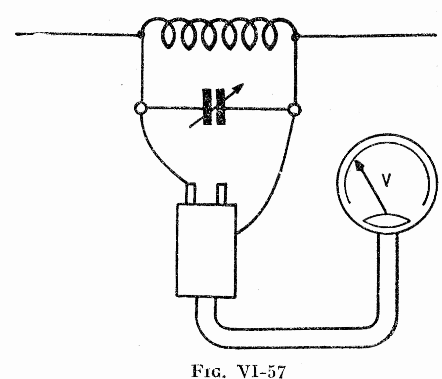


FIG. VI-57

On observera cependant que le tarage varie, entre certaines limites, avec les variations de la fréquence ; cette variation peut être négligeable sur une certaine gamme, mais son importance dépend de la manière avec laquelle les diviseurs de tensions sont réalisés. Un blindage soigné est particulièrement recommandé et l'on devra effectuer le tarage avec le boîtier de la sonde complètement fermé, comme il a déjà été dit.

AMPEREMETRE HF PORTEE 5A

La sonde pour l'ampèremètre HF est aussi constituée d'un boîtier blindé de petites dimensions (voir fig. VI-58 et 59), le circuit détecteur comporte une résistance de shunt R_S, aux bornes de laquelle existe, en raison du courant HF qui circule, une différence de potentiel, une diode OA 85 un condensateur C_2 de 1 000 pF environ en parallèle sur la ligne de connexion à l'instrument indicateur A. Celui-ci est un milliampèremètre 1 mA-100 mV à fond d'échelle, mais il serait préférable d'utiliser un 50 mV qui exige une moindre perte de puissance dans le shunt.

Le shunt R_S pour un instrument de 100 mV doit être d'environ 0,1 Ω (consommation pour déflexion totale de 5 A — $5^2 \times 0{,}1 = 2{,}5$ W) ; pour un instrument de 50 mV, la valeur du shunt doit être d'environ 0,05 Ω (consommation pour 5 A = $5 \times 5 \times 0{,}05 = 1{,}25$ W). Le tarage exact à extrémité

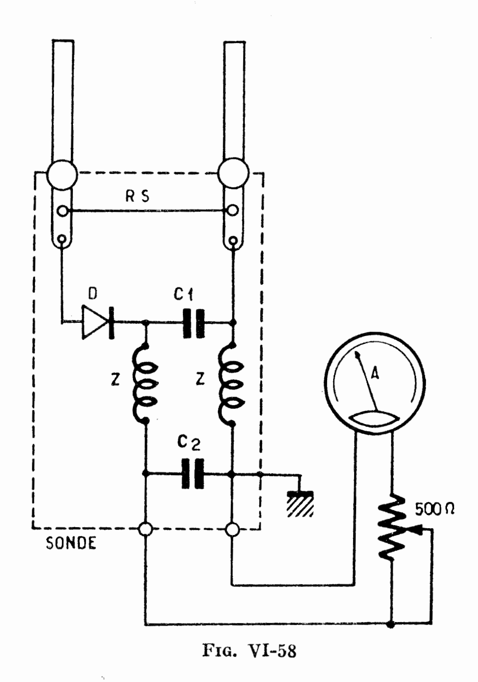


FIG. VI-58

d'échelle pour 5 A s'effectue en disposant en série avec l'ampèremètre une résistance de chute R (ou encore un petit rhéostat réglable 0-500 Ω).

Les bornes de connexion sont constituées par deux bornes isolées B et B_1.

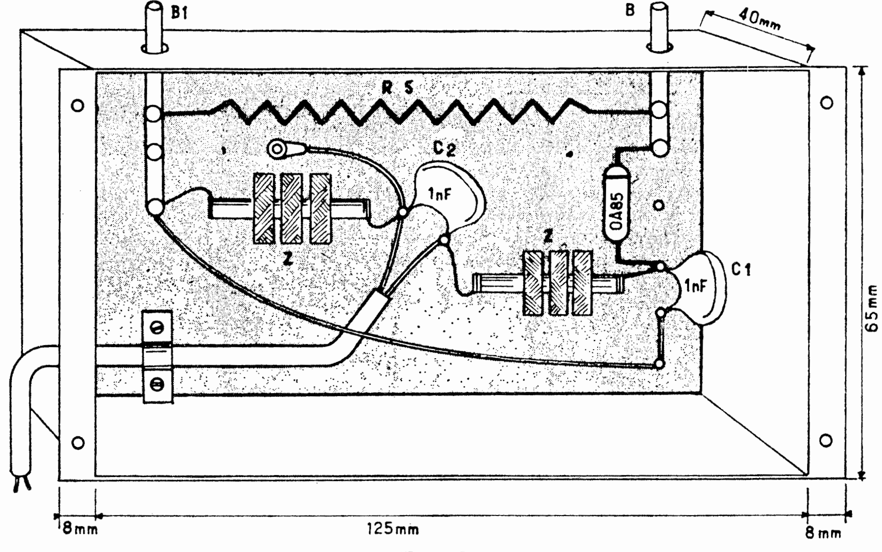


FIG. VI-59

Tarage. Le tarage pourra être fait en disposant la sonde HF en série avec un ampèremètre étalonné. Si on ne peut disposer de celui-ci, nous conseillons d'effectuer le tarage en utilisant un ampèremètre à fréquence industrielle 50 Hz à la place de l'ampèremètre HF étalonné, et un courant 50 Hz. Au cours du tarage, le condensateur C_1 de la sonde devra être remplacé par un 10 µF/25 V en respectant naturellement la polarité. En pratique, on a pu constater que la différence de tarage effectuée de cette manière par rapport à celui effectué avec un ampèremètre HF, est négligeable pour les usages courants et est due, en grande partie, aux variations apportées par les capacités parasites, et en particulier par la qualité de l'isolant des bornes.

Utilisation de l'ampèremètre.

En dehors de la mesure des intensités des courants HF, cet ampèremètre permet, en liaison avec un voltmètre HF, des mesures d'impédance et de puissance en calculant ces paramètres au moyen des simples formules déjà indiquées. Celui-ci, en outre, peut servir à mesurer le courant d'antenne en disposant la sonde directement à l'entrée au voisinage même de l'antenne et l'ampèremètre au voisinage de l'émetteur. La ligne de connexion entre la sonde et l'instrument A, peut avoir une longueur de plusieurs dizaines de mètres, celle-ci n'étant limitée que par la chute de tension admissible dans les conducteurs. Cette dernière est d'environ 1 mA-100 mV et d'environ 0,2 V dans le cas d'un milliampèremètre 1 mA-50 V.

La chute est en rapport avec la consommation du milliampèremètre.

UTILISATION D'UN GENERATEUR B.F. POUR LE CONTROLE DES EMETTEURS A BANDE LATERALE UNIQUE (B.L.U.)

Dans les émetteurs à modulateur d'amplitude, le modulateur diffère uniquement d'un amplificateur basse fréquence par le fait que le haut-parleur est remplacé par un transformateur ou un système de couplage à l'émetteur proprement dit, et dans lequel la bande passante sera assez étroite puisqu'il s'agit de reproduire seulement les fréquences comprises dans le registre de la parole. De ce fait, les mesures appliquées sur les amplificateurs basse fréquence sont valables pour les modulateurs d'émetteurs AM. Au contraire, dans les systèmes modernes de transmission sur bande latérale unique qui sont chaque jour plus utilisés par les radioamateurs, on doit employer des méthodes différentes.

Le générateur basse fréquence permet plusieurs contrôles sur les émetteurs BLU. On choisira pour cela un modèle doté d'une sortie spéciale fournissant deux sons basse fréquence. Les mesures que nous allons décrire ci-dessous ont été effectuées avec le générateur BF1 Retex. On dispose d'un signal fixe à 1 000 Hz et d'un second réglable. Les deux sons se retrouvent sur la borne de sortie et l'on peut doser leur puissance sur cette borne au moyen du bouton « Equilibre » qui permet d'égaliser les amplitudes tandis que le bouton « Amplitude de sortie » contrôle l'amplitude du signal complet.

Vérification des modulateurs équilibrés et filtrés ou des déphaseurs.

La partie principale de tout émetteur BLU est constituée par le modulateur équilibré, c'est-à-dire un modulateur de type spécial qui a pour rôle de contrôler l'excitation haute fréquence de l'émetteur, en fonction des variations de la voix. Si aucun signal ne parvient au microphone, **il ne doit** y avoir aucune excitation haute fréquence et par suite, il n'y aura pas de fréquence porteuse.

En envoyant un signal sinusoïdal produit par le générateur, soit directement au modulateur, soit à travers l'entrée microphonique, on observera le signal de sortie du modulateur sur l'oscilloscope et on pourra ainsi vérifier avec une grande précision le comportement du modulateur.

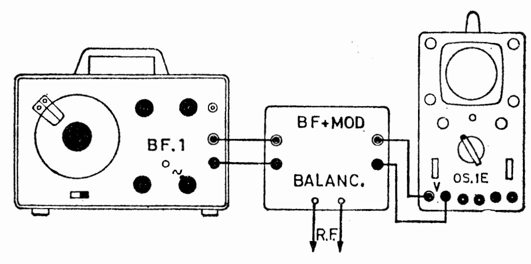


Fig. VI-60

La disposition a adopter est indiquée à la figure VI-60, si l'on veut rendre visible l'enveloppe, et à la figure VI-61, pour observer le classique trapèze de modulation. Le résultat de la mesure sera semblable à l'une des

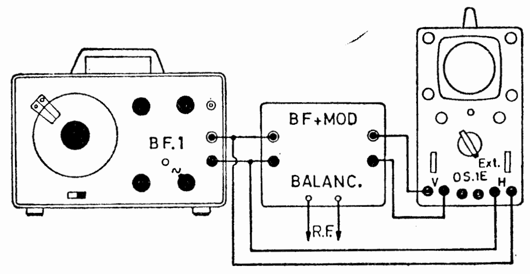


Fig. VI-61

représentations de la figure VI-62 dans laquelle le premier graphique correspond à l'enveloppe tandis que le second montre le trapèze de modulation ; le troisième indique la situation par rapport au spectre de fréquences.

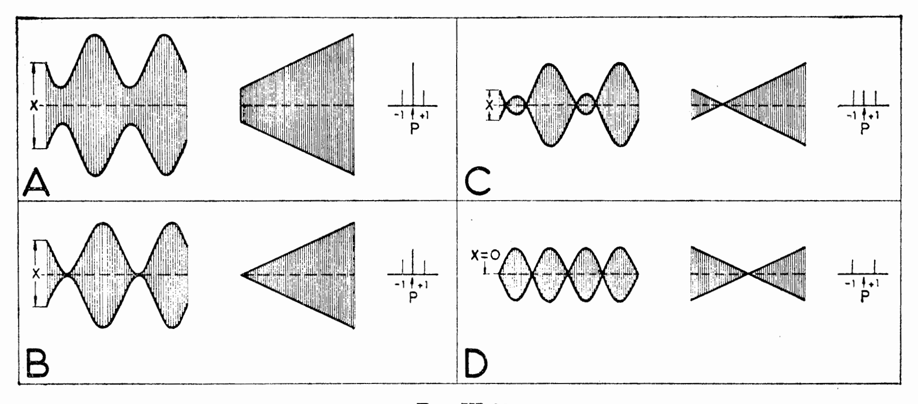


Fig. VI-62

En A, le modulateur est déséquilibré de façon que l'une des porteuses d'amplitude X sera transformée, lors de son passage en une onde modulée à environ 60 %. Sur le troisième graphique on constate l'existence de la porteuse et des deux bandes latérales correspondantes. En B, le modulateur se trouve un peu plus près du point de réglage. L'amplitude de la porteuse est diminuée de même que le signal basse fréquence qui module maintenant à 100 %, cas idéal pour l'émission en AM. Le troisième graphique indique de quelle façon a été réduite l'amplitude de la porteuse tandis que les bandes latérales sont identiques en amplitude, puisque rien n'agit sur le signal modulé provenant du générateur.

En C, l'amplitude de la porteuse correspond à un meilleur réglage de l'équilibre du modulateur. L'oscillogramme apparaît comme si on avait ajouté d'autres fréquences, alors qu'en réalité, il s'agit d'une inversion de phase à la sortie. L'amplitude de la porteuse diminue tandis que les bandes latérales ne varient pas.

La condition de réglage parfait est représenté en D. Comme on le voit, la porteuse est totalement supprimée ; il ne subsiste que les deux bandes latérales et l'une d'entre elles sera éliminée dans le filtre ou dans le déphaseur suivant le type d'émetteur considéré.

A la sortie du filtre ou du déphaseur, le signal sinusoïdal délivré par le générateur produira les oscillogrammes dont les enveloppes sont représentées à la figure VI-63. En A l'image présente des limites supérieures et inférieure complètement rectilignes, ce qui correspond au cas idéal dans

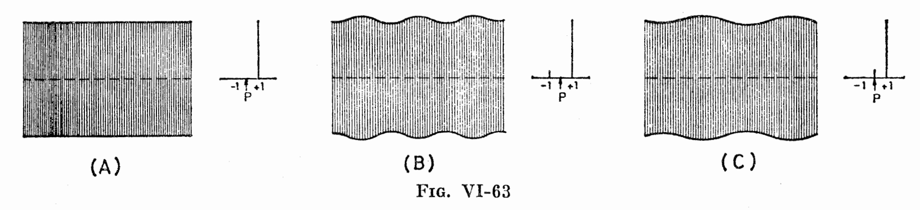


Fig. VI-63

lequel une des bandes latérales a été totalement éliminée. En B, il reste un peu de la bande latérale qui aurait dû être éliminée ; sa présence module la haute fréquence avec un signal BF dont la fréquence est égale à la différence entre les deux bandes latérales. Si le générateur est accordé sur 1 000 Hz, la modulation en B sera à 2 000 Hz.

Le pourcentage de modulation indiqué en B est d'environ 10 %, ce qui correspond à 20 dB de réduction de la bande latérale indésirable par rapport à la bande utilisée pour la transmission.

Si la suppression de la bande latérale est totale, mais qu'il subsiste toutefois un peu de la porteuse provenant du modulateur, les limites supérieure et inférieure de l'image présenteront une certaine ondulation comme il est indiqué en C mais dans ce cas la fréquence modulée sera la moitié de celle de B, c'est-à-dire la même que celle de sortie du générateur.

Les vérifications décrites en utilisant le son uniquement sont excellentes pour vérifier la suppression de l'onde porteuse et de la bande latérale indésirable mais renseignent peu ou pas du tout, au sujet de la linéarité de l'ensemble émetteur. Pour cela, il est nécessaire de procéder à la vérification au moyen du double ton. C'est ce contrôle que nous allons étudier maintenant.

Vérification globale de la distorsion dans les amplificateurs linéaires.

L'amplificateur linéaire qui suit l'étage d'excitation dans les équipements BLU peut être soumis au contrôle de linéarité au moyen du montage représenté à la figure VI-64.

Le générateur basse fréquence délivrera un signal à double ton, d'égale amplitude pour les deux fréquences, qui sera appliqué à l'entrée microphone de l'équipement.

Entre le circuit d'excitation et l'amplificateur linéaire, on réalisera une prise inductive du signal en modifiant le système de prise selon que les circuits sont montés sur le même châssis ou sur deux unités séparées.

La prise inductive sera réunie à un circuit détecteur gauche du montage de la figure VI-64 et la sortie de ce circuit à l'entrée verticale de l'oscilloscope. A la sortie de l'amplificateur linéaire, on réalisera sur le même conducteur d'antenne une autre prise inductive pour le signal qui sera appliqué à un circuit détecteur identique au premier et qui attaquera l'entrée horizontale de l'oscilloscope. Les deux détecteurs seront montés chacun à l'intérieur d'un petit boîtier métallique.

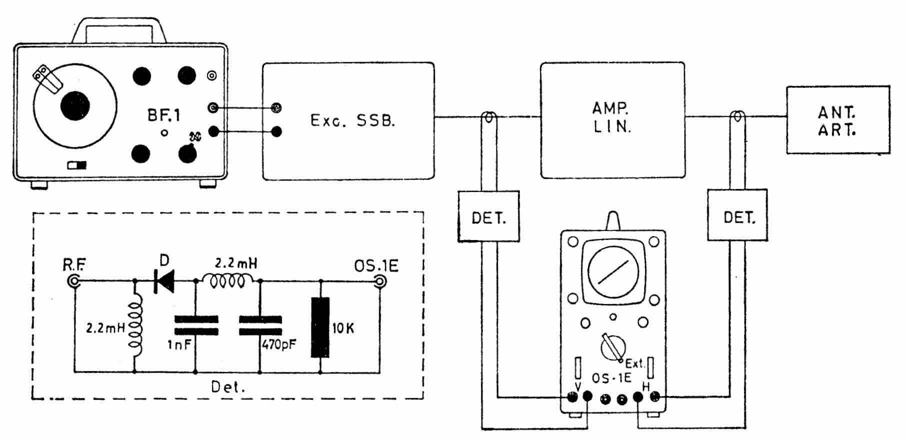


Fig. VI-64

Une linéarité parfaite de l'amplificateur se traduirait par un tracé en diagonale parfaitement rectiligne sur l'écran de l'oscilloscope. Sur la figure 65 sont indiquées d'autres formes du tracé qui peuvent se présenter et qui indiquent : A) Courant anodique de repos incorrect ; il faudra réduire la polarisation de grille ou augmenter celle d'écran ou encore diminuer le niveau du signal à travers le mélangeur et l'amplificateur. B) Mauvaise régulation du circuit de grille ou fonctionnement du tube en dehors de la partie linéaire de sa caractéristique, en présence de pointes d'impulsions élevées ; il faudra réduire l'excitation ou modifier la charge de plaque. C) Représentation des effets A et B combinés. D) L'amplificateur fonctionne en surcharge et il faudra réduire le niveau du signal.

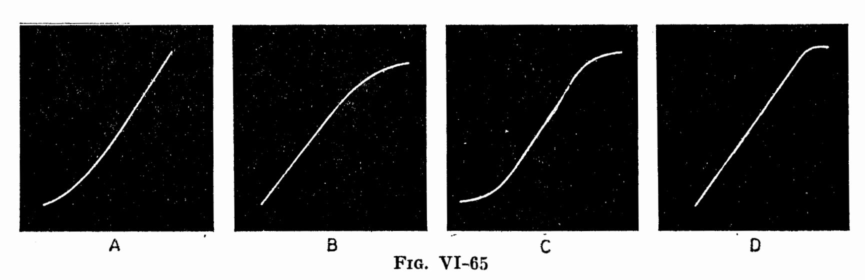


Fig. VI-65

Essai global d'un émetteur B.L.U.

En bande latérale unique, la méthode la plus fréquemment utilisée pour une vérification globale est celle du « double ton » qui permet de juger l'ensemble en fonction de la distorsion pour des niveaux normaux d'excitation et de charge, d'étudier la suppression de porteuse et la bande latérale indésirable. Cette méthode nécessite d'alimenter les plaques verticales de l'oscilloscope avec le courant haute fréquence provenant de la sortie antenne, et pour cela, il est nécessaire d'attaquer directement les plaques de déviation verticales du tube à rayons cathodiques. Les mesures devront toujours se faire en remplaçant l'antenne réelle par une antenne fictive dont la charge sera branchée en remplacement.

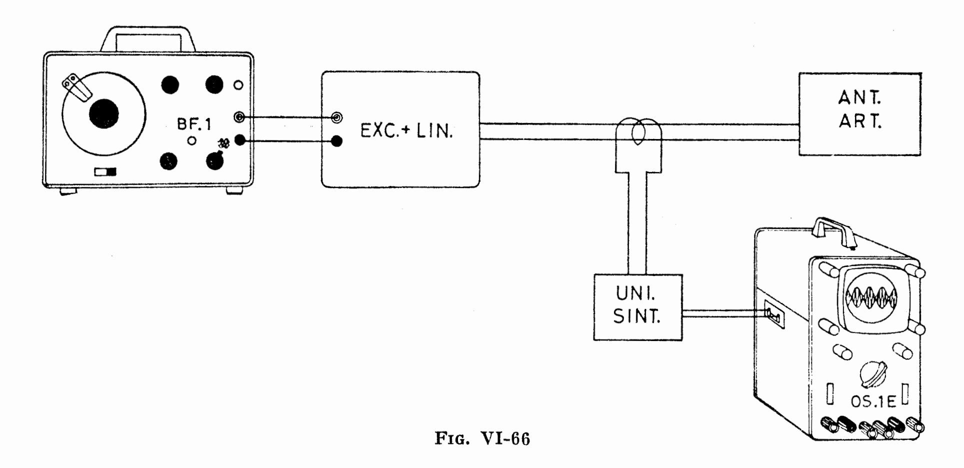


Fig. VI-66

Le montage est indiqué sur la figure VI-66. Le générateur délivrera un signal à double ton 1 000 Hz et 100 Hz par exemple avec une égalité d'amplitude obtenue au moyen du bouton « équilibre » et la sortie du signal composite d'excitation sera ajustée au moyen du bouton « amplitude de sortie » placé également sur le générateur.

Ce signal à double ton, si l'ensemble émetteur BLU fonctionne normalement donnera un oscillogramme semblable à celui de la figure 67 A tandis que, dans les mêmes circonstances, le signal réel de la parole, à travers le microphone, donnera un oscillogramme semblable à celui de la figure 67 B, obtenu avec un balayage de 30 Hz et sur lequel on distingue parfaitement la clarté et la finesse des pointes.

Le fonctionnement incorrect de l'ensemble donnera lieu à l'un des oscillogrammes représentés en C, D, E et F de la même figure. En C, la coupure des pointes montre un excès d'excitation ; en D, une polarisation trop importante élargit le point de croisement des deux sinusoïdes et déforme nettement le « X » parfait obtenu lors du fonctionnement dans les conditions les meilleures. La présence d'oscillations parasites en VHF est indiquée par un oscillogramme diffus tel celui représenté en E, tandis que l'existence d'un excès de signal d'excitation associé, à des oscillations parasites est indiqué sur l'oscillogramme F.

Ces oscillogrammes sont simplement destinés à faciliter la recherche des défauts éventuels ; il sera nécessaire de se reporter au manuel technique de l'émetteur dont il s'agit afin d'avoir une idée complète de tous les oscillogrammes qui peuvent être obtenus de façon à les interpréter correctement.

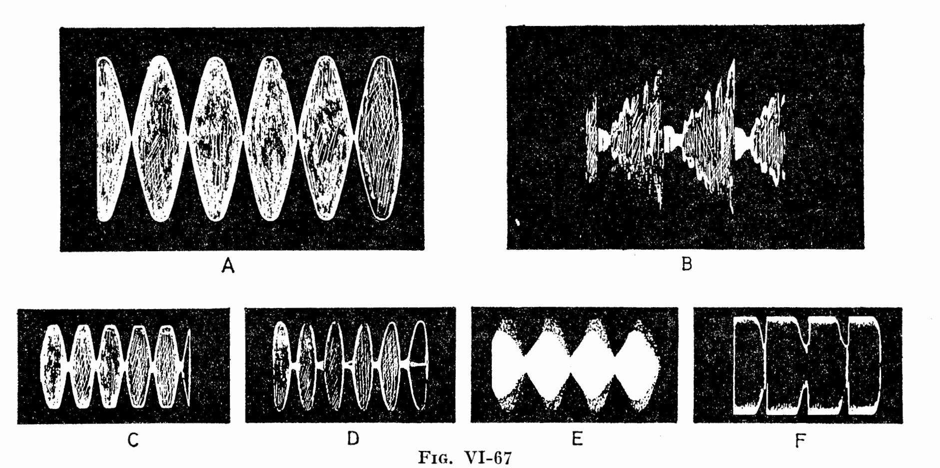


Fig. VI-67

CHARGE FICTIVE POUR ANTENNE DE 52 Ω

Une charge fictive est d'une grande importance dans la pratique des émetteurs, en particulier lorsqu'il s'agit d'étages à transistors qui ne doivent jamais travailler sans charge sous peine de destruction de l'étage final.

Elle est d'autre part indispensable toutes les fois qu'on fait une mise au point ; dans ce cas il est nécessaire d'appliquer une charge sans rayonner, pour ne pas encombrer les bandes par des signaux indésirables. Par ailleurs, la règlementation en vigueur l'impose impérativement et l'examen d'opérateur doit s'effectuer sur charge fictive.

Certains trouvent la solution à cette obligation en utilisant une lampe d'éclairage dite « lampe de charge ». Malheureusement celle-ci possède une impédance qui varie fortement avec la puissance appliquée.

Une charge fictive correctement constituée doit permettre la meilleure adaptation d'impédance à la ligne de transmission de manière à éviter la production d'ondes réfléchies. A cet effet, la charge doit être purement résistive et de valeur égale à l'impédance caractéristique.

Dans notre cas, on a fait référence au type de ligne le plus communément utilisé, c'est-à-dire au câble coaxial de 52 ohms d'impédance caractéristique. Notre charge a donc une résistance ohmique de 52 Ω.

La charge fictive doit également permettre avec facilité la dissipation de la puissance de sortie sans altération de la résistance. Elle doit pouvoir être facilement couplée à la ligne et à l'émetteur au moyen de commuteurs de bonne qualité. Elle ne doit pas donner lieu à des pertes de puissance dans les éléments de couplage.

La solution réside dans l'utilisation de résistances au carbone groupées en parallèle de manière à obtenir une valeur résultante égale à 52 Ω et à permettre la dissipation des watts fournis par l'étage de puissance. Celles-ci sont disposées en couronne tant pour améliorer la symétrie que pour faciliter la dissipation. Moyennant un montage compact, les capacités et self parasites restent faibles et permettent d'avoir un ensemble assimilable à une résistance pure.

Le nombre de résistances à mettre en parallèle dépend de la puissance à dissiper. Si l'on choisit des résistances de 2 W, leur nombre sera égal à la moitié de la puissance.

Ainsi 52 résistances de 2 700 Ω, 2 W permettent de dissiper une puissance de 100 W, et la résistance équivalence est de $\frac{1}{R\ \text{équi}} = \frac{52}{2\,700}$ d'où R = 52 Ω.
La formule permet de trouver d'autres combinaisons. Aux bornes de la résistance de charge ainsi réalisée a été disposé un circuit détecteur de manière à permettre la mesure de la puissance selon la formule :

$$W\ (\text{watts}) = \frac{V^2\ (\text{volts})}{R\ (\text{ohms})}$$

formule dans laquelle R est la résistance de charge égale, comme il a été dit, à l'impédance caractéristique de ligne. Comme on peut le remarquer, ce circuit détecteur est équipé d'une diode 1 N 34 ou similaire et d'un ensemble diviseur de tension.

Aux bornes de sortie, on branche un voltmètre extérieur qui permet de mesurer la tension aux bornes de la charge, donc la puissance. Il sera nécessaire d'établir une courbe tension, puissance par comparaison avec une autre charge qui servira d'étalon. (fig VI-68)

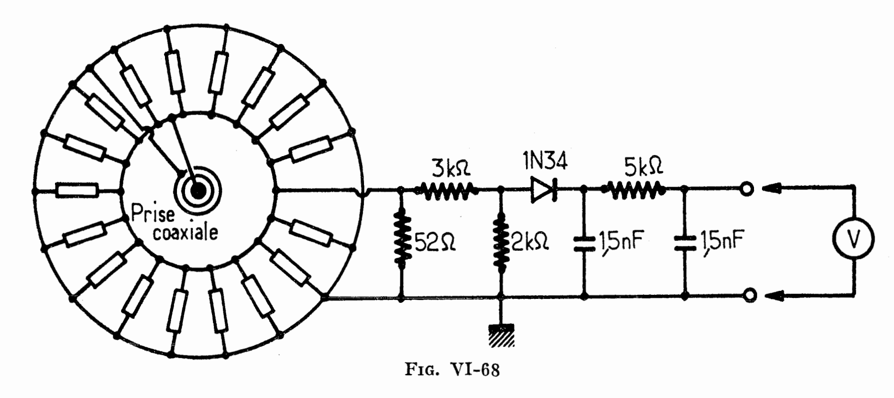


Fig. VI-68

La meilleure solution pour réaliser cet ensemble consiste à utiliser de la tôle de laiton perforée dans laquelle on passe les fils des résistances que l'on soude, puis on coupe les fils au ras de la tôle sur laquelle on fixe une fiche coaxiale pour le raccordement à l'émetteur.

Nota : en partant du même raisonnement et par utilisation de la même formule, on pourrait imager et réaliser une charge fictive pour n'importe quelle impédance de sortie et en particulier 75 ohms qui est aussi une valeur très répandue.

POUR ESSAYER LES QUARTZ

L'appareil très simple que nous décrivons ci-dessous (fig. VI-69) est bien utile lorsqu'on veut déterminer la fréquence fondamentale d'un quartz qui ne porte aucune indication à ce sujet. C'est le cas des quartz overtone et de certains quartz des surplus miniatures sous boîtier métallique HC6U. Il est également précieux comme générateur à fréquence fixe, de faible puissance. Enfin, il donne une indication précieuse sur l'activité du quartz.

C'est un 2N708 qui équipe l'oscillateur qui est du type Colpitts. Tous les quartz, de fréquence *fondamentale* comprise entre 1 et... 100 MHz y entrent spontanément en oscillation dès que l'alimentation (9 V) est appliquée. La tension HF, prélevée sur l'émetteur est appliquée à un montage redresseur,

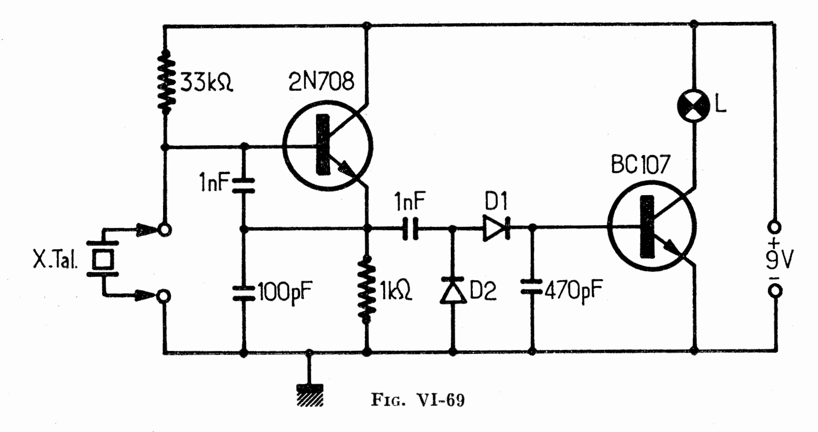


Fig. VI-69

doubleur de tension (doubleur de Schenkel) comportant deux diodes (OA81). La tension redressée est appliquée à la base d'un BC107, bloqué en l'absence d'oscillation, mais qui devient conducteur lorsqu'une tension positive est appliquée à sa base. On aurait pu intercaler dans le collecteur, un appareil de mesure ; pour des raisons d'économie, c'est une lampe L (12 V-50 mA) qui sert de témoin, étant entendu que si la tension HF produite par un cristal peu actif est faible, le transistor T2 ne sera que partiellement débloqué et la lampe présentera un éclat moins vif pouvant aller jusqu'au rouge sombre !

Il est superflu de parler de mise au point, elle est inexistante. Les services rendus par cet appareil sont sans commune mesure avec son prix de revient qui est insignifiant. Tel quel, l'appareil rayonne suffisamment pour servir de marqueur de fréquence ou de générateur lorsqu'on procède à l'alignement d'un récepteur.

TESTEUR DE CIRCUITS INTEGRES

Les circuits intégrés de même que les transistors peuvent présenter ce que l'on appelle communément un défaut de jeunesse, défaut qui se manifeste avant ou après le contrôle de fin de chaîne chez le fabricant. Lorsqu'il se manifeste avant, le circuit est rejeté lors du contrôle final, donc aucun risque pour l'utilisateur, mais lorsque le défaut se manifeste après, l'utilisateur a toutes les raisons d'être fortement déçu.

A l'échelon industriel le problème est presque totalement résolu en faisant subir au circuit intégré ou au transistor, un vieillissement artificiel au terme duquel tout élément dont les caractéristiques correspondent à celles du fabricant peut être considéré apte au service.

Pour l'amateur, il n'est pas question de réaliser cette opération de déverminage, et il faut faire confiance au matériel acheté ou tester le circuit avant de l'utiliser.

Il existe sur le marché un certain nombre de testeurs fabriqués par les grandes sociétés spécialisées dans ce genre de matériel, mais dans bien des cas il s'avère nécessaire de coupler l'appareil à un oscilloscope.

Nous avons donc été amené à réaliser un appareil simplifié qui permet de mesurer le courant et la tension d'offset, et le courant de polarisation, ces trois paramètres étant parmi les plus intéressants avec le gain que nous avons volontairement laissé de côté, la mesure de ce paramètre étant difficile à réaliser sans compliquer par trop le montage.

Ces trois paramètres sont définis de la manière suivante :

— Tension d'offset (ou tension résiduelle d'entrée) : tension qui doit être appliquée entre l'entrée inverting et l'entrée non inverting pour que la tension en sortie de l'amplificateur soit nulle.

— Courant d'offset (ou courant résiduel d'entrée) : différence existant entre les courants aux entrées de l'amplificateur lorsque la tension de sortie est nulle.

— Courant de polarisation : moyenne des deux courants d'entrée.

Pour réaliser ces trois mesures nous avons choisi d'utiliser les montages indiqués figure VI-70, ceux-ci présentant l'avantage d'être simples et de ne pas nécessiter un matériel coûteux ou difficile à trouver.

Dans le cas de la mesure de la tension d'offset, l'amplificateur à tester est monté en inverseur avec un gain déterminé. La tension existant par construction entre les deux entrées est amplifiée dans le rapport des résistances R_1 et R_2, et il est possible d'effectuer la mesure de la tension en sortie

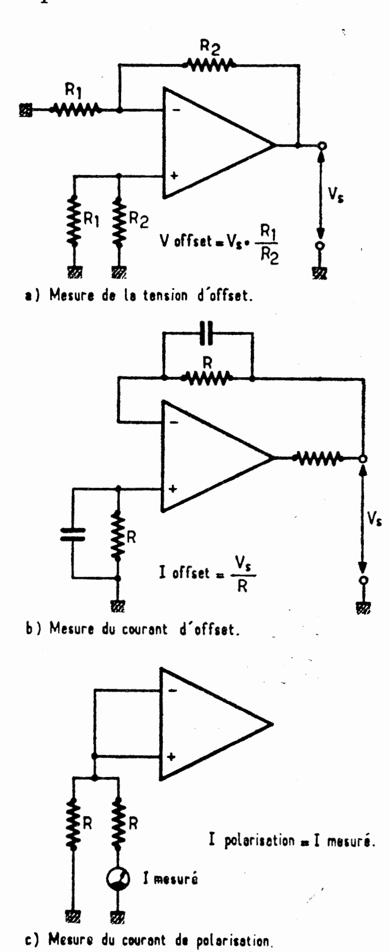


FIG. VI-70

de l'amplificateur. Une précaution indispensable à prendre sera de choisir le rapport entre les résistances R_1 et R_2 tel que l'amplificateur ne soit jamais amené à saturation. Ainsi pour un LM709 dont la tension d'offset peut atteindre 7,5 mV et dont la tension de saturation en sortie peut être de l'ordre de 10 V lorsqu'il est alimenté sous ± 12 V, il ne faut pas que le rapport $\frac{R_2}{R_1}$ soit supérieur à $\frac{10}{7,5 \times 10^{-3}} \simeq 1300$. Si ceci n'était pas respecté, les mesures seraient faussées à partir d'une certaine valeur de la tension d'offset, par exemple 5 mV pour un gain de 2 000.

Pour connaître la valeur du courant d'offset on mesure en fait la différence des tensions créées par le passage du courant de chaque entrée dans deux résistances de valeur aussi proche que possible, et connaissant la valeur de ces résistances, il suffit d'appliquer la loi d'Ohm.

Enfin pour le courant de polarisation, on fait la somme des courants des deux entrées, et le courant résultant est ensuite divisé en deux courants égaux par l'utilisation de deux résistances identiques. En mesurant le courant dans l'une de ces résistances, on obtient la valeur moyenne des deux courants d'entrée. Dans notre appareil, si le principe de mesure est conservé, nous n'avons utilisé qu'une seule résistance, la tension aux bornes de celle-ci étant recopiée et amplifiée. Il a simplement fallu tenir compte du fait que nous mesurions une tension double de celle qui serait apparue aux bornes de la même résistance parcourue par le courant de polarisation.

Voici donc pour le principe : nous parlons maintenant de la réalisation pratique et à ce sujet nous sommes obligés de préciser certains points qui pourraient intriguer le lecteur. Ainsi nous avons dans certains cas utilisé plusieurs résistances en série, ceci est loin d'être impératif, mais n'ayant pas de résistances de précision d'une valeur suffisamment importante, nous avons choisi cette solution qui si elle n'est pas élégante, présente l'avantage d'être plus rapide. Nous avons par ailleurs utilisé un nombre impressionnant de potentiomètres ceci afin d'éviter les tâtonnements sur le choix de la valeur des résistances placées en série avec les appareils de mesure. Pour les autres, c'est-à-dire P2, P4, P6 et P7 ils sont utilisés dans le but de compenser

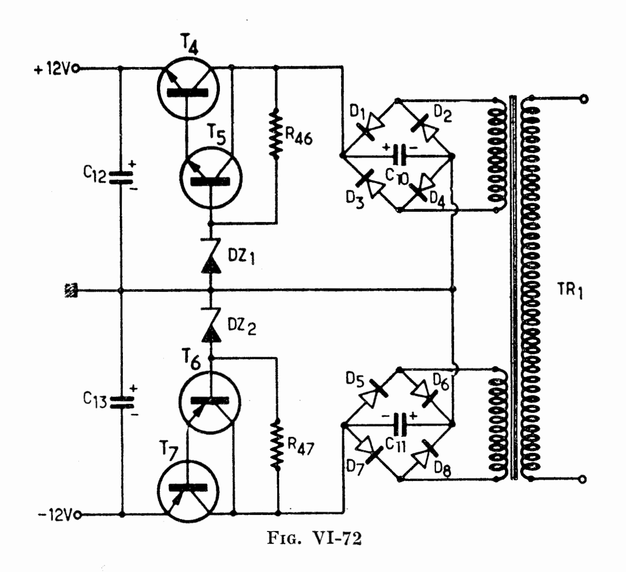


FIG. VI-72

la tension d'offset des amplificateurs destinés à la mesure. Enfin, nous avons utilisé trois galvanomètres, soit un pour chaque paramètre à mesurer, mais il est bien évident qu'un seul galvanomètre avec trois échelles pourrait parfaitement convenir à condition de commuter les sorties de A01, A02 et A03 en même temps que S_1 passe successivement sur les positions A, B et C, ce qui revient à ajouter une galette à ce commutateur.

En ce qui concerne l'alimentation, nous avons utilisé un montage très classique pour lequel il n'est pas nécessaire de faire le moindre commentaire, (fig. VI-72).

Voyons maintenant les réglages à effectuer avant de mettre en service l'appareil, en raisonnant sur le schéma de la figure VI-71 c'est-à-dire avec trois galvanomètres. En premier lieu, s'assurer que le zéro mécanique des galvanomètres est correct, puis régler le zéro des amplificateurs à l'aide des potentiomètres P_2, P_4, P_6 et P_7. Pour A01 il faut relier le point commun de R_4 et

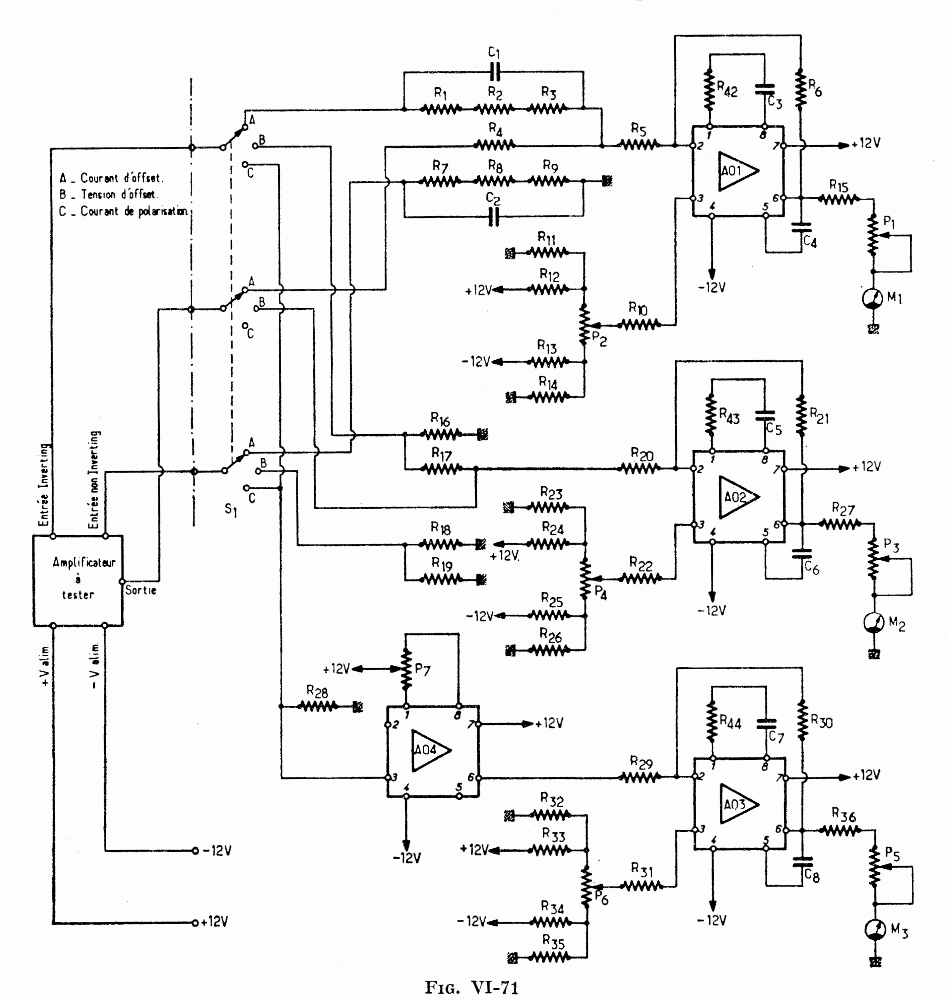


FIG. VI-71

R_5 à la masse et jouer sur P_2 afin d'obtenir une tension sur la borne 6 de A01. Il est possible de se servir soit d'un millivoltmètre soit du galvanomètre M_1, puisque le zéro de celui-ci doit correspondre à une tension nulle en sortie de A01. Pour A02 on reliera le point commun de R_{17} et R_{20} à la masse et on ajoutera comme indiqué ci-dessus la tension sur la borne 6 de A02 à zéro en jouant sur P_4. Ensuite, en court-circuitant R_{28}, il faut régler la tension sur la borne 6 de A04 à zéro en jouant sur P_7, puis R_{28} toujours court-circuitée il faut régler la tension sur la borne 6 de A03 à zéro, en jouant sur P_6. Ceci nous donne les points zéro sur les trois galvanomètres.

Pour les différents points d'étalonnage il faudra maintenant appliquer sur les trois circuits de mesure les tensions continues indiquées dans les tableaux 1, 2 et 3. Nous avons choisi pour les trois galvanomètres les échelles suivantes :

Courant d'offset : 500-0-500 nA (nanoampères).

Tension d'offset : 10-0-10- mV.

Courant de polarisation : 0-2 μA.

Pour ceux de nos lecteurs qui ne souhaiteraient pas utiliser des galvanomètres à zéro central, il est possible d'employer un galvanomètre standard en ajoutant un système d'inversion de polarité sur chacun d'eux, mais ceci présente évidemment l'inconvénient d'amener l'aiguille en butée assez violemment lorsque la polarité n'est pas respectée.

Pour étalonner M_1, les tensions indiquées dans le tableau 1 seront à appliquer entre le point commun de R_3 et R_5 et la masse. Pour étalonner M_2, les tensions indiquées dans le tableau 2 seront appliquées entre le point commun de R_{17} et R_{20} et la masse. Pour étalonner M_3, les tensions indiquées dans le tableau 3 seront appliquées aux bornes de R_{28}.

Avant d'étalonner les points intermédiaires, il faudra s'assurer que le point maximum de l'échelle ne se trouve pas au-delà de la butée et amener de toute façon l'aiguille quelques millimètres avant la butée de bout d'échelle. Ceci est possible en jouant sur les potentiomètres P_1, P_2 et P_3 et éventuellement suivant le type des galvanomètres utilisés, sur R_{15}, R_{27} et R_{36}.

Le gain des amplificateurs, ainsi que les résistances en série avec les galvanomètres ont été choisis en fonction des composants dont nous disposons et dont les valeurs sont indiquées dans la nomenclature. En conséquence toute valeur différente utilisée dans les circuits de mesure, entraînera la modification d'autres éléments, et ceci est parfaitement envisageable.

Lors de la mise en service de cet appareil nous n'avons pas rencontré de difficulté et il n'y a pas de précaution particulière à prendre pour le montage.

Ne pas oublier de prévoir les compensations d'entrée et de sortie sur l'amplificateur à tester lorsque cela s'avère nécessaire ; c'est le cas en particulier du μA 709 pour lequel il faut prévoir 1,5 kΩ + 5 à 10 nF en série entre les bornes 1 et 8, et 220 pF entre les bornes 5 et 6. Les valeurs des compensations sont toujours indiquées sur les feuilles de caractéristiques.

A titre d'information, nous donnons dans le tableau, les valeurs maximales des trois paramètres mesurés à l'aide de cet appareil, pour trois types d'amplificateurs opérationnels très courants ; les différentes références correspondent chacune à un fabricant mais désignent le même type.

Tableau 1
Etalonnage du galvanomètre M_1

Point d'étalonnage	Tension à appliquer
0	0
50 nA	63,3 mV
100 nA	126,6 mV
150 nA	189,9 mV
200 nA	253,2 mV
250 nA	316,5 mV
300 nA	379,8 mV
350 nA	443,1 mV
400 nA	506,4 mV
450 nA	569,7 mV
500 nA	633 mV

Tableau 2
Etalonnage du Galvanomètre M_2

Point d'étalonnage	Tension à appliquer
0	0
1 mV	100 mV
2 mV	200 mV
3 mV	300 mV
4 mV	400 mV
5 mV	500 mV
6 mV	600 mV
7 mV	700 mV
8 mV	800 mV
9 mV	900 mV
10 mV	1 V

Tableau 3
Etalonnage du galvanomètre M_3

Point d'étalonnage	Tension à appliquer
0	0
0,2 µA	169 mV
0,4 µA	338 mV
0,6 µA	507 mV
0,8 µA	676 mV
1 µA	845 mV
1,2 µA	1,014 V
1,4 µA	1,183 V
1,6 µA	1,352 V
1,8 µA	1,521 V
2 µA	1,69 V

Tableau 4 : Valeur maximale des 3 paramètres pour plusieurs types d'amplificateurs opérationnels

Amplificateur	SN72709 TOA2709 LM709 μA709 SFC2709	LM748	LM741
Courant de polarisation	1,5 μA	0,5 μA	0,5 μA
Courant d'offset	0,5 μA	0,2 μA	0,2 μA
Tension d'offset	7,5 mV	5 mV	6 mV

Nomenclature des composants de la figure VI-71

R_1 = 422 kΩ 1 %
R_2 = 422 kΩ 1 %
R_3 = 422 kΩ 1 %
R_4 = 47 Ω
R_5 = 10 kΩ 1 %
R_6 = 100 kΩ 1 %
R_7 = 422 kΩ 1 %
R_8 = 422 kΩ 1 %
R_9 = 422 kΩ 1 %
R_{10} = 9,1 kΩ
R_{11} = 22 Ω
R_{12} = 12 kΩ
R_{13} = 12 kΩ
R_{14} = 22 Ω
R_{15} = 26,7 kΩ 1 %
R_{16} = 100 Ω 1 %
R_{17} = 10 kΩ 1 %
R_{16} = 100 Ω 1 %
R_{19} = 10 kΩ 1 %
R_{20} = 9,1 kΩ 1 %
R_{21} = 68 kΩ 1 %
R_{22} = 8,2 kΩ
R_{23} = 22 Ω
R_{24} = 12 kΩ
R_{25} = 12 kΩ
R_{26} = 22 Ω
R_{27} = 34 kΩ 1 %
R_{28} = 422 kΩ 1 %
R_{29} = 6,8 kΩ 1 %
R_{30} = 30 kΩ 1 %
R_{31} = 5,6 kΩ
R_{32} = 22 Ω
R_{33} = 12 kΩ
R_{34} = 12 kΩ
R_{35} = 22 Ω
R_{36} = 34 kΩ
R_{42} = 1,5 kΩ
R_{43} = 1,5 kΩ
R_{44} = 1,5 kΩ
R_{46} = 1 kΩ
R_{47} = 1 kΩ
C_1 = 10 nF
C_2 = 10 nF
C_3 = 10 nF
C_4 = 220 pF
C_5 = 10 nF
C_6 = 220 pF
C_7 = 10 nF
C_8 = 220 pF
C_{10} = 2 200 μF 48 V
C_{11} = 2 200 μF 48 V
C_{12} = 47 μF 16 V
C_{13} = 47 μF 16 V
P_2 = 200 Ω
P_3 = 5 kΩ
P_4 = 200 Ω
P_5 = 5 kΩ
P_6 = 200 Ω
P_7 = 1 kΩ
M_1 = 200-0-200 μA
M_2 = 200-0-200 μA
M_3 = 0-200 μA
A_{01} = μA 709
A_{02} = μA 709
A_{03} = μA 709
A_{04} = LM302
T_4 = 2N4923
T_5 = 2N1711
T_6 = 2N2905
T_7 = 2N4920
D_1 à D_8 = 1N649
TR_1 = primaire 220 V, 2 200 sp. 15/100, secondaire 2 × 14,5 V 140 + 140 sp. 35/100, tôles 62,5 × 75.
S_1 = Commutateur 3 circuits 3 positions.
DZ_1-DZ_2 = Diodes Zener 13 V.

LE CONTROLE DES DIODES REDRESSEUSES AU SILICIUM

Les diodes au silicium ont pris une telle place dans les montages modernes, remplaçant valves à vide et redresseurs au silicium dans les téléviseurs, magnétophones et alimentations les plus diverses que le contrôle rapide et sûr de ces éléments miniatures, par ailleurs fort robustes, mais tout de même exposés soit à la rupture, soit au court-circuit interne, fait gagner bien du temps. Voici l'analyse complète d'un contrôleur de diodes au silicium, simple, destiné à la vérification des redresseurs pouvant débiter 250 mA ou plus. C'est un outil précieux, réalisable en quelques heures et qui trouvera place dans le laboratoire du professionnel comme dans celui de l'amateur. Au reste, le matériel utilisé est courant et réduit et le contrôle, comme on va le voir s'effectue directement par des témoins lumineux de couleurs variées.

Le nerf-moteur de l'appareil est un transformateur d'alimentation filaments qui ne fournira pas moins de 1 A sous 6,3 V, et qu'on pourra réaliser soi-même ou qu'on trouvera facilement. Celui-ci est associé à un petit nombre d'éléments courants : diodes, résistances, condensateurs et témoins dont l'assemblage n'appelle aucun commentaire, si ce n'est une certaine attention au sens de branchement de D_1 et D_2 et au montage de C_1 et C_2, qui sont les uns et les autres en opposition de polarité. Les points anode et cathode reçoivent les sorties correspondantes de la diode à contrôler.

Si l'on branche l'appareil tel quel, sans aucun élément entre A et C, une tension positive apparaît sur la branche supérieure, par redressement à mono alternance. Le témoin T_1 qui est dans le circuit D_1-R_1-T_1-R_2 est parcouru par un courant intense du fait de la faible résistance du circuit, par contre, T_2 faisant suite à une diode montée en sens opposé ne reçoit aucune tension et ne s'allume pas, par conséquent. Quant au circuit R_4-R_5-T_3, il est trop résistant pour que T_2 puisse s'éclairer. Bien entendu, si l'on branche en A.C une diode dont la jonction est détruite, le résultat sera le même.

T_2 = indique une diode coupée, donc à rejeter.

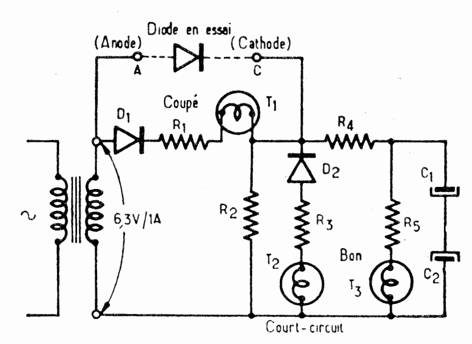


FIG. VI-73

Supposons que l'on branche maintenant pour essais une diode en court-circuit ou ce qui revient au même, qu'on réunisse A et C par un fil extérieur, tout va changer et en particulier la branche D_1-R_1-T_1 est court-circuitée. On trouve donc aux bornes de R_2 une tension alternative dont D_2 va redresser les alternances négatives, ce qui aura pour effet d'éclairer T_2. Mais T_3 ne s'illuminera pas non plus d'abord en raison de la résistance R_4-R_5-T_3 et du fait de la présence de C_1-C_2, montés tête-bêche, et qui présentent une faible réactance qui court-circuite R_3-T_5.

T_2 = indique une diode en court-circuit donc à rejeter.

Si l'on branche une diode de très bonne qualité en A-C, la branche D_1-R_1-T_1 est toujours court-circuitée. D_2 n'étant conductrice que pour les alternances négatives, ni T_1, ni T_2 ne s'allument. Par contre, C_1 se charge sur les pointes positives, ce qui amène T_3 à s'illuminer.

T_3 = indique une diode en bon état, donc utilisable.

Cas particulier : si l'on branche une bonne diode en sens inverse (anode en C, cathode en A), les trois témoins s'allument. En effet, et ce résultat est prévisible, nous trouvons sur la branche supérieure réunie à C_1, les alternances positives aussi bien que négatives. T_1 s'allume lorsque D_1 est conductrice. Mais D_2 est conductrice sur les alternances négatives, que laisse passer la diode d'essai. T_2 s'allume également. Enfin, C_2 se charge également à la tension redressée et se charge dans T_2, ce qui a pour effet d'allumer T_3.

T_1-T_2-T_3 = allumées simultanément, indiquent une diode en bon état mais branchée à l'envers.

Les diodes D_1 et D_2,, étant donné la faible tension à redresser, pourraient être normalement d'un modèle à faible tension inverse (PIV). Donc des diodes de 50 V de tension inverse et 500 mA suffiraient mais, qui peut le plus, peut le moins et c'est pourquoi nous préconisons tout simplement des modèles télévision de PIV = 400 V - 750 mA, soit : SFR 16 H - SFR 156 (Cosem) 15J2 - 40J2 (SESCO) ou OA210 (La Radiotechnique).

Les témoins T_1-T_2-T_3 sont des lampes de tableau à basse tension, fixées sur un support adéquat et masquées par un verre de couleur qui permet de classer tout de suite l'échantillon proposé.

Valeurs des éléments (fig. VI-73).

R_1 : 33 Ω - 1 W ; R_2 : 10 Ω - 5 W ; R_3 : 33 Ω - 1 W ; R_4 : 10 Ω - 1 W ; R_5 : 10 Ω - 1 W ; C_1 : 1 000 µF - 15 V ; C_2 : 1 000 µF - 15 V ; D_3 - D_2 : v. texte ; T_1-T_2-T_3 : 2 V - 60 mA.

CHAPITRE VII

REGLES ELEMENTAIRES DU TRAFIC AMATEUR

Disposition de la station.

Pour bien trafiquer, il faut être à son aise. Voici quelques suggestions dictées par l'expérience, exposées par *Radio-REF* à ses membres :

Le récepteur sera disposé sur une table de 80 cm de haut et à environ 40 cm du bord extérieur. La commande du condensateur d'accord doit se faire par la main gauche, pour que la main droite soit libre pour écrire. L'ondemètre sera placé à droite du récepteur, le moniteur à gauche ; un inverseur bipolaire permettra de brancher le casque ou le haut-parleur, soit sur le récepteur, soit sur le moniteur ; dans ce cas, une résistance fixe de valeur égale à celle de l'écouteur sera mise automatiquement en circuit lorsqu'on retire la fiche, de façon à ne pas perturber le régime d'alimentation de la lampe détectrice. On peut aussi brancher l'écouteur sur le primaire d'un transformateur push-pull dont l'un des enroulements est en série dans le circuit anodique du moniteur. Le fréquencemètre sera fixé au mur par deux équerres, à l'abri des chocs. Le cahier d'écoute doit se trouver sur la table, devant le récepteur, avec son accessoire indispensable : un crayon taillé aux deux bouts. La liste des amateurs doit être à portée de la main.

L'émetteur, suivant son encombrement, sera placé sur la même table que le récepteur, mais pas trop près de ce dernier (car il y a toujours des pertes HF dans les fils d'alimentation d'un émetteur) ou sur un bâti spécial. Le manipulateur et le microphone seront disposés à droite, sur la table. Les commandes d'alimentation du récepteur et de l'émetteur seront placées à gauche sur la table ou juste sous son bord extérieur, à portée de la main. Un premier interrupteur commande les filaments de toutes les lampes et redresseuses de l'émetteur et du récepteur. Un second interrupteur bipolaire commande, d'un côté la HT du récepteur, et de l'autre, la HT du récepteur, le relais d'inverseur d'antenne, s'il n'y a pas deux antennes séparées.

Cette disposition permet un passage immédiat d'émission à réception ; on peut ainsi faire de fréquentes interruptions au cours d'une conversation et obtenir une réponse instantanée en BK (BK = break-in, travail en duplex).

Avant de lancer un appel, il est indispensable de commencer par se mettre à l'écoute pendant quelques minutes. Il est généralement inutile, en effet, de lancer des appels s'il n'y a aucune station audible, la propagation pouvant être défectueuse ou les parasites locaux couvrant tous les signaux ; d'autre part, il est préférable de se rendre compte des stations qui passent, pour pouvoir les appeler efficacement.

Formes des appels.

En parcourant, sur le récepteur, la gamme de longueurs d'onde dans laquelle on désire faire du trafic — le choix de cette bande étant déterminé par la distance que l'on désire atteindre, l'heure à laquelle on écoute et

aussi le brouillage et l'encombrement que l'on veut éviter — on identifie une station d'amateur lançant en télégraphie : « CQ de » ou, si c'est une station anglaise, « Test de », suivi de son indicatif ; en téléphonie « Appel général de » ou, si c'est une station utilisant la langue anglaise, « Calling », « Calling CQ », ou « Calling Test ».

Cet appel s'adresse à tous indistinctement.

La station entendue peut également lancer en télégraphie : « CQ DX de » suivi de son indicatif ; en téléphonie : « Appel DX de » ou « Calling DX », « Calling CQ DX ».

Cet appel ne s'adresse qu'à des stations éloignées.

Enfin, la station d'amateur entendue peut lancer, en télégraphie, « CQ » ou « Test » et, en téléphonie, « Appel », suivi du nom d'un pays, d'une région ou d'une direction déterminée.

Cet appel ne s'adresse qu'à ce pays, cette région ou cette direction donnée.

METHODE OPERATOIRE RADIOTELEPHONIQUE

L'appel est constitué comme suit :

— trois fois au plus l'indicatif d'appel de la station appelée ;

— le mot DE.

— trois fois au plus l'indicatif d'appel de la station appelante.

Ex. : « F8AA F8AA DE F8BB F8BB ».

Lorsque les conditions d'établissement du contact sont difficiles, les indicatifs peuvent être émis plus de trois fois, mais pas plus de dix.

Dans ce cas, les indicatifs de la station appelée et de la station appelante doivent être émis à tour de rôle.

Ex. : « F8AA DE F8AA... ou F8AA F8AA DE F8BB F8BB ».

L'appel peut être émis trois fois à des intervalles de deux minutes. Il ne peut être repris ensuite que quinze minutes plus tard.

Avant de renouveler l'appel, la station appelante doit s'assurer que la station appelée n'est pas en liaison avec une autre station.

Une station d'amateur peut adresser un *appel général* aux stations susceptibles d'être à l'écoute sur l'une des bandes de fréquences attribuées au service.

Cet appel doit être constitué comme suit :

— CQ (trois fois au plus) ;

— le mot DE.

— trois fois au plus l'indicatif de la station appelante.

Ex. : CQ CQ DE F8AA F8AA.

Réponse à l'appel.

La réponse à l'appel est constituée comme suit :

— trois fois au plus l'indicatif d'appel de la station qui a appelé.

— le mot DE.

— l'indicatif d'appel de la station qui répond.

— la lettre K (invitation à transmettre) si la station appelée est prête à recevoir le message de la station appelante.

Si la station appelée n'est pas en mesure de recevoir le message immédiatement, elle répond à l'appel comme il est indiqué ci-dessus, mais elle remplace la lettre K par le signal AS (attente), suivi d'un nombre indiquant en minutes la durée probable de l'attente.

Lorsqu'une station reçoit un appel sans être certaine qu'il lui est destiné, elle ne doit pas répondre avant que cet appel ait été répété et compris. Lorsque, d'autre part, une station reçoit un appel qui lui est destiné, mais a des doutes sur l'indicatif de la station appelante, elle doit répondre immédiatement en utilisant l'abréviation « QRZ ? » au lieu de l'indicatif de cette dernière station.

Fin de la liaison.

La fin de la liaison entre deux stations est indiquée par chacune d'elles au moyen du signal « VA ».

METHODE OPERATOIRE RADIOTELEGRAPHIQUE

Les règles fixées par la méthode opératoire radiotélégraphique, en particulier celles qui concernent la fréquence et le renouvellement des appels, l'établissement de la liaison s'appliquent à la procédure radiotéléphonique, De plus, les indicatifs doivent être énoncés en utilisant les analogies réglementaires.

Forme de l'appel.

— trois fois, au plus, l'indicatif de la station appelée.
— le mot ICI.
— trois fois, au plus, l'indicatif d'appel de la station appelante.

Ex. : Foxtrot Huit Alfa Alfa Foxtrot Huit Alfa Alfa.

Bravo Bravo.

L'appel général est constitué comme suit :
— trois fois, au plus, « appel à tous »,
— le mot ICI,
— trois fois, au plus, l'indicatif de la station appelante.

Ex. : Appel à tous Appel à tous.

ICI

Foxtrot Huit Alfa Alfa Huit Alfa Alfa.

Réponse à l'appel.

— trois fois, au plus, l'indicatif d'appel de la station qui a appelé,
— le mot ICI,
— trois fois, au plus, l'indicatif d'appel de la station qui répond,
— le mot « Répondez ».

Fin de la liaison.

La fin de la liaison entre deux stations est indiquée par chacune d'elles au moyen du mot « Terminé ».

Codes actuels du Service aéronautique civil (A) et du service maritime (B) :

TABLE D'EPELLATION

Chiffre à transmettre	Prononciation du mot de code	
	A	B
0	ZIRO	ZERO
1	OUANN	OUANNE
2	TOU	BIS
3	TRI	TER
4	FO-eur	QUARTO
5	FA-IF	PENTA
6	SIKS	SAXO
7	SEV'n	SETTE
8	EIT	OCTO
9	NAI-neu	NONA
Décimale	DE-SI-MAL	DECIMAL
Mille	TAOU-ZEND	

Lettre à transmettre	Mot de code	Prononciation du mot de code
A	Alfa	*AL* FAH
B	Bravo	*BRA VO*
C	Charlie	*TCHAH-LI* (ou *CHAR* LI)
D	Delta	*DEL-TAH*
E	Echo	*EK* O
F	Foxtrot	*FOX* TROTT
G	Golf	GOLF
H	Hôtel	HO *TELL*
I	India	*IN* DI AH
J	Juliett	*DJOU* LI *ETT*
K	Kilo	*KI LO*
L	Lima	*LI* MAH
M	Mike	*MA* IK
N	November	NO *VEMM* BER
O	Oscar	*OSS* KAR
P	Papa	PAH *PAH*
Q	Quebec	KE *BEK*
R	Roméo	*RO* MI O
S	Sierra	SI *ER* RAH
T	Tango	*TANG* GO
U	Uniform	*YOU* NI FORM (ou *OU* NI FORM)
V	Victor	*VIK* TAR
W	Wisky	*OUISS* KI
X	X. ray	*EKSS* RE
Y	Yankee	*YANG* KI
Z	Zulu	*ZOU* LOU

Dispositions communes à la télégraphie et à la téléphonie au cours de liaisons.

Le bon opérateur ne s'installera jamais à sa station pour lancer (sauf cas particuliers) un long appel, lorsqu'il veut entrer en liaison avec d'autres stations.

Il commencera par écouter consciencieusement dans toute la bande, et lorsqu'il entendra une station qui lui semble intéressante, il l'appellera.

Au cours d'un appel, ne jamais lancer une série interminable de « CQ » ou de « Allo » avant de passer son indicatif ; c'est un procédé exaspérant pour le correspondant, et qui risque fort de le lasser.

De même, au moment de répondre à une station qui a lancé un appel général, il faut éviter d'énoncer dix fois de suite l'indicatif de cette station avant de passer le sien propre ; en procédant de cette manière défecteuse, on oblige le correspondant éventuel à écouter sur le même réglage pendant très longtemps, jusqu'à ce qu'il ait réussi à identifier celui qui l'appelle, ce qui l'empêche de dénombrer rapidement tous ceux qui désireraient entrer en liaison avec lui.

Au cours des différents messages, et surtout *au début et à la fin* de chacun d'eux, on doit passer plusieurs fois et lentement son indicatif. On entend souvent des stations que l'on désirerait identifier, mais qui passent trop peu et trop vite leur indicatif.

Ne jamais oublier de faire précéder l'indicatif du poste par la ou les lettres de nationalité qui font partie de l'indicatif, au même titre que les autres chiffres ou lettres.

En cas de communication malaisée, on doit répéter chaque mot des messages, en le passant deux fois de suite ; *mais ne transmettre deux fois chaque mot que si cela est absolument nécessaire.*

De même, pour éviter les brouillages, éviter de changer trop souvent de fréquence.

Il faut respecter les horaires que l'on a établis avec ses correspondants.

On a intérêt à signaler au cours des appels, au début et en fin de transmission, la bande dans laquelle on travaille, ce qui évite de prendre un harmonique pour une fondamentale. Si l'on est piloté par un quartz dont on connaît exactement la fréquence, on rend service à ceux qui vous écoutent en indiquant cette fréquence.

Lorsque plusieurs amateurs répondent en même temps à un appel général, on essaie de les identifier tous et on leur répond en leur donnant un ordre numérique pour répondre.

Il faut éviter le plus possible, surtout en téléphonie, de faire des essais autrement que sur antenne fictive. En télégraphie, éviter les claquements de manipulateur. Quel que soit le mode de transmission adopté, éviter de travailler sur une fréquence trop rapprochée des extrémités des bandes allouées aux amateurs (risque de « débord »).

Trafic en télégraphie et téléphonie.

Le trafic peut se faire partiellement en télégraphie et téléphonie, soit dans le cas d'une liaison commencée en télégraphie, et au cours de laquelle on « passe en téléphonie », soit pour faire simplement un essai et obtenir un contrôle de sa modulation, soit dans l'espoir de pouvoir continuer la liaison en téléphonie, si la réception de celle-ci, chez le correspondant, est suffisamment forte. Lorsqu'on passe de graphie à phonie, on transmet à son correspondant en Morse : « Nw test fone pse AS », ce qui signifie que l'on va tenter un essai en phonie et qu'on demande d'attendre quelques instants pour mettre en route le modulateur. Il est prudent de ne pas se livrer à un essai de phonie lorsqu'il y a beaucoup de brouillage sur la bande : les chances de se perdre sont alors très grandes, surtout si l'onde n'est pas profondément modulée. Il est préférable de ne tenter ces essais qu'après avoir obtenu en graphie tous les renseignements utiles (RST) : ne

pas tenter d'essais phonie en DX si le QRK ne dépasse pas 5 chez le correspondant ; sinon, on a toutes les chances pour ne pas être entendu, ce qui amène la fin brutale du QSO.

Dispositions particulières à la téléphonie.

Lorsqu'il s'agit de trafic exclusivement en téléphonie, la procédure est à peu près la même qu'en télégraphie, pour chercher un correspondant et entrer en liaison avec lui.

Il existe un type très particulier de liaisons : ce sont les liaisons multiples. Ces liaisons sont très intéressantes, car elles permettent de se rendre compte de la façon dont on est reçu au même moment par des stations situées dans les directions et à des distances très différentes. Il y a deux façons de procéder :

Liaison en polygone.

Dans ce cas, la station 1 repasse le micro à la station 2, qui le transmet à la station 3, et ainsi de suite ; le micro revient enfin à la station 1, puis le tour recommence. Le choix de l'ordre microphonique est très important. La station qui a lancé l'appel général et à laquelle plusieurs amateurs ont répondu, doit fixer un ordre choisi de façon que chaque station entende celle qui la précède et soit entendue de celle qui la suit. On doit donc faire un certain nombre d'hypothèses fort intéressantes sur l'état de la propagation, la puissance des stations, leurs conditions de réception, l'habileté de l'opérateur. Si une station ne prend pas le micro à son tour, soit parce qu'elle est en panne, soit parce qu'elle n'a pas entendu la station qui la précède ou a eu son écoute brouillée, l'amateur qui a dressé l'ordre microphonique doit toujours reprendre le micro pour le repasser lui-même à la station défaillante ou à la suivante. Bien entendu, si une station n'entend pas celle qui la précède, elle doit se porter à l'écoute de la station qui a dressé l'ordre microphonique.

Liaison en étoile.

Dans ce cas, la station 1 donne la parole à la station 2, qui la lui rend quand elle a terminé ; la station 1 « repasse le micro » à la station 3, qui le lui rend, et ainsi de suite. Ce type de liaison est particulièrement efficace lorsque la propagation est irrégulière et que l'on ne sait, à priori, si les différentes stations en liaison s'entendent entre elles. Dans le cas d'un « réseau » possédant un « chef de réseau » (ou PCT = poste central de transmission), c'est celui-ci qui est appelé, tout naturellement, à jouer le rôle de station directrice.

Les abréviations.

Les amateurs emploient couramment de nombreuses abréviations, généralement tirées de l'anglais, et qui constituent une véritable langue internationale.

Ces abréviations sont particulièrement utilisées en télégraphie.

Nous donnons ci-après les plus usitées :

L'amateur utilise des codes qui lui sont propres, il se sert d'abréviations spéciales. Tout cela constitue une véritable langue internationale, permettant le trafic avec le monde entier.

Le code Q.

Le code Q comprend la plupart des expressions dont on peut faire usage dans le trafic d'amateur, ainsi que quelques autres, plus spécialement utilisées dans le trafic des stations de bord.

ABREVIATIONS EN USAGE DANS LE TRAFIC DES AMATEURS

Abréviation	Signification d'origine anglo-saxonne	Equivalent français
AA	All after...	Tout ce qui est après.
AB	All before	Tout ce qui précède.
ABT	About	Environ ou à propos de.
ABV	Abbreviate	Abrégez S.V.P.
ABVE	Above	Au-dessus.
AER	Aerial	Aérien, antenne.
AF	Audiofrequency	Basse fréquence.
AGN	Again	Encore, de nouveau.
AL	All	Tout, tous.
ANI	Any	Aucun, quelque.
BCI	Broadcast interference	Brouillage sur un récepteur de radiodiffusion.
BCL	Broadcast listener	Usager de la radiodiffusion.
BCNU	Be seing you	Je vous retrouverais volontiers.
BCP		Beaucoup.
BCR	Broadcasting receiver	Récepteur de radiodiffusion.
BCUZ	Because	Parce que, à cause de.
BD	Bad	Mauvais, gênant.
BF		Basse fréquence.
BJR		Bonjour.
BK	Break in	Travail en duplex.
BLW	Below	En-dessous.
BN		Bon.
BNE		Bonne.
BSR		Bonsoir.
BT	But	Mais.
BTR	Better	Mieux, meilleur.
BTWN	Between	Entre.
B4	Before	Avant.
C	Yes	Oui.
CC	Cristal controlled	Contrôle par quartz.
C/O	Care of, Courtesy of	Aux bons soins de...
CFM	Confirm, I confirm	Confirmez, je confirme.
CK	Check	Contrôle, essai.
CL	Call	Appel, indicatif d'appel.
CLD	Called	Appelé.
CRD	Calling	Appelant.
CLG	Can	Pouvoir, je peux.
CN	Cannot	Je ne peux pas.
CNT	Can you	Pouvez-vous.
CNU	Conditions	Conditions (de propagation).
CONDX	Converter	Convertisseur.
CONV		Compte rendu.
CR	Card	Carte (QSL).

Abréviation	Signification d'origine anglo-saxonne	Equivalent français
CU	See you	Je vous verrai.
CUAGN	See you again	Je vous verrai de nouveau.
CUD	Could	Pouvait, pourrait.
CUL	See you later	Je vous verrai plus tard.
CW	Continuous waves	Ondes entretenues, télégraphie.
DEG	Degree (s)	Degrés (angle, température).
DIFF	Difficult	Difficile.
DNT	Do not	Ne... Pas...
DOPE	Dope	Renseignement, message.
DR	Dear	Cher.
DX	Distance	Distance, liaison lointaine.
EL	Element	Elément (d'une antenne).
ER, RE	Here	Ici.
ES	And	Et.
FB	Fine business	Très bien, bon travail.
FDR	Feeder	Ligne d'alimentation.
FER, FR	For	Pour.
FM	From	De, venant de.
FQ	Frequency	Fréquence.
FRD	Friend	Ami.
FRM	From	Venant de.
GA	Good afternoon	Bonne après-midi.
GA	Go ahead	Allez-y.
GB	Good bye	Au revoir.
GD	Good, good day	Bon, bonjour.
GE	Good evening	Bonsoir.
GG	Going	Allant à.
GH	Good hunting	Bonne chasse.
GL	Good luck	Bonne chance.
GLD	Glad	Joyeux. heureux.
GM	Good morning	Bon matin.
GMT	Greenwich mean time	Temps moyen de Greenwich.
GN	Good night	Bonne nuit.
GND	Ground	Terre.
GUD	Good	Bon, bonne.
GV	Give	Donnez, transmettez.
HAM	Amateur	Amateur.
HI	Laughing	Signe d'hilarité.
HLO, HLW	Hello	Salut.
HM	Him	Lui.
HPE	I hope	J'espère.
HR	Here, hear	Ici, entendre.
HRD	Heard	Entendu.
HRX		Heureux.
HV	Have	Avoir.
HVNT	Have not	Ne pas avoir.
HVY	Heavy	Lourd, abondant.

Abréviation	Signification d'origine anglo-saxonne	Equivalent français
HW	How	Comment.
INFO	Information	Information, nouvelle.
INPT	Input	Puissance alimentation.
IRPT	I repeat	Je répète.
ITV	Interference TV	Brouillage par téléviseur.
KEY	Key	Manipulateur.
KEYING	Keying	Manipulation.
KNW	Know	Connaître, savoir.
LID	Lid	Mauvais opérateur.
LOG	Log book	Cahier de trafic.
LSN	Listen	Ecouter.
LUK	Look	Regarder.
LW	Low	Bas.
LWR	Lower	Plus bas.
MCI		Merci.
MI	My	Mon, ma.
MIC, MIKE	Microphone	Microphone.
MNI	Many	Beaucoup.
MOD	Modulation	Modulation.
MRI	Merry	Heureux.
MSG	Message	Message.
MX		Mieux.
N	No	Non.
ND, NID	Nothing doing	Rien à faire.
NEWS	News	Nouvelles informations.
NG	No good	Pas bon.
NIL	Nihil	Rien.
NITE	Night	Nuit.
NM	No more	Rien de plus.
NY	New year	Nouvelle année.
OB	Old boy	Mon vieux.
OC	Old chap, old chum	Vieux copain.
OK	All correct	Tout bien compris.
OM	Old man	Mon vieux.
ON	On	Sur l'air.
ONLI	Only	Seulement.
OP, OPR	Operator	Opérateur.
OPN	Open	Ouvert.
OT	Old timer	Vétéran.
PA	Power amplifier	Etage final de puissance.
PART	Part	En partie, partiellement.
PM	Post meridian	De l'après-midi.
PP	Push-pull	Etage symétrique.
PR		Pour.
PSE	Please	S'il vous plaît.
PSED	Pleased	Heureux.
PWR	Power	Puissance.
R	Received	Reçu.

Abréviation	Signification d'origine anglo-saxonne	Equivalent français
RAC	Rectified alternative current	Courant alternatif redressé.
RAS		Rien à signaler.
RCD	Received	Reçu.
RCVR	Receiver	Récepteur.
RFB	Received fine business	Très bien reçu.
RIG	Runnig	Utilisant (puissance).
RITE	Write	Ecrire.
ROK	Received OK	Tout bien compris.
RPRT	Report	Rapport d'écoute.
RPT	Repeat	Répétition, répétez.
RST	Readability, strength tone	Lisibilité, force et tonalité des signaux.
RU	Are you	Etes-vous réseau d'urgence ?
RUF	Rough	Signal rauque, mal filtré.
RX	Receiver	Récepteur.
SA	Say	Dire.
SED	Said	Dit (participe passé).
SEZ	Says	Dit (il dit).
SHACK	Shack	Local où se trouve la station.
SIG (S)	Signal (s)	Signal, signaux.
SKED	Schedule	Rendez-vous.
SKIP	Skip, distance	Distance de propagation.
SN	Soon	Bientôt.
SOLID	Solidly	Très bon, confortable.
SRI	Sorry	Désolé.
STDI	Steady	Stable.
STN	Station	Station.
SUM	Some	Un peu, quelque.
SWL	Short wave listener	Ecouteur d'ondes courtes.
SWOF	Send with other foot	Manipulez avec l'autre pied (manipulation désastreuse).
TEMP	Temperature	Température.
TEN	Ten	Bande dix mètres.
TEST	Test, contest	Essai, concours.
TFC	Traffic	Trafic.
TJRS		Toujours.
TK	Take	Recevoir, prendre.
TKS, TNX	Thanks	Remerciements.
TM	Traffic manager	Chef de trafic.
TMW	To morrow	Demain.
TRI	Try	Essayer.
TRS		Très.
TRUB	Truble	Trouble, gêne.
TU	I thank you	Je vous remercie.
	Universal time	Heure universelle (GMT).
TV	Television	Télévision.

Abréviation	Signification d'origine anglo-saxonne	Equivalent français
TVI	Television interference	Brouillage sur un téléviseur.
TX	Transmitter	Emetteur.
TXT	Text	Texte.
U	You	Vous.
	Up	Au-dessus (fréquence).
UFB	Ultra fine business	Très bon travail.
UNSTDI	Unsteady	Instable.
UR	Your	Votre.
	Your are	Vous êtes.
URS	Yours	Vos, vôtres, les vôtres.
VCI		Voici.
VFB	Very fine business	Très bien.
VS		Vous, vos.
Vtre		Votre.
VX		Vieux.
VY	Very	Très.
WA	World after...	Le mot après...
WB	World before...	Le mot avant...
WD	Would	Voudrais, voudriez.
WID	With	Avec.
WKD	Worked	Travaillé, contacté.
WKG	Working	Travaillant.
WL	Will, well	Verbe au futur, bien.
WN	When	Quand.
WPM	Words per minute	Mots par minute.
WRD	Word	Mot.
WRK	Work	Travail, travailler.
WT	What	Quel, quelle.
WUD	Would	Voir WD.
WW	World wide	Le monde entier.
WX	Weather	Temps, conditions atmosphériques.
XCUS	Excuses	Excuses, excusez-moi.
XMAS	Christmas	Noël.
XMTR	Transmitter	Transmetteur.
XTAL	Cristal	Quartz.
XYL	Wife	Epouse de l'opérateur.
YD	Yesterday	Hier.
YL	Young lady	Jeune femme opératrice.
YR	Year	Année.
2DA	To day	Aujourd'hui.
2NITE	To night	Cette nuit.
72	Peace and friendship	Paix et amitié.
73	Best regards	Salutations, amitiés.
88	Love and kisses	Sentiments affectueux, baisers.
99	Go out	Dégagez.

Chaque abréviation comprend un groupe de trois lettres commençant toujours par la lettre Q, d'où le nom de ce code.

Les amateurs ont modifié la signification de certaines expressions. Il suffit de faire un peu d'écoute de trafic pour se familiariser avec leur emploi.

Le code RWT.

Il caractérise une émission par la puissance de réception (QRK), la compréhensibilité des messages (QSA) et la tonalité des signaux (QRI).

Le QRK est coté de 1 à 9, le chiffre étant d'autant plus élevé que l'émission est reçue plus fortement. Les appareils modernes possèdent un QRK-mètre, constitué par un milliampèremètre monté suivant plusieurs procédés possibles, et dont le cadran est gradué de 0 à 9.

La compréhensibilité des messages s'évalue de 1 à 5, la tonalité de 1 à 9.

Voici les échelles de notation :

QRK.

R1 puissance de réception trop faible.
R2 Puissance de réception très faible.
R3 Puissance de réception faible.
R4 Puissance de réception médiocre.
R5 Puissance de réception moyenne.
R6 Assez forte puissance de réception.
R7 Forte puissance de réception.
R8 Très forte puissance de réception.
R9 Réception en haut-parleur.

QRI.

T1 Courant alternatif (A.C.) 25 à 50 p/s.
T2 Courant alternatif musical.
T3 Courant redressé, non filtré (R.A.C.) et instable.
T4 Courant redressé, non filtré et stable.
T5 Courant presque continu, mais instable.
T6 Courant presque continu, stable.

Afin d'éviter des erreurs d'interprétation, il semble recommandable de généraliser l'emploi du code RST, même en téléphonie. Précisons que, dans ce cas, l'échelle « T » reste applicable à la *porteuse* et non, comme certaines OM le croient, à la qualité de la modulation ; celle-ci doit être précisée séparément.

Le code RST.

Les amateurs américains ont proposé, dès 1934, le code suivant :

Le contrôle des émissions est donné par un groupe de trois chiffres accolés les uns aux autres et qui définissent, dans un ordre immuable : la compréhensibilité (R : readibility) ; la force (S : strengh) ; la qualité de la note (T : tone). Il n'y a pas de confusion possible avec les anciens codes, dont les chiffres étaient individuellement précédés d'une lettre distinctive (R, W ou QSA, T).

Par exemple, si la « note », correspondant semble être d'origine « cristal », on ajoute un « X » à la suite du groupe RST, on passera à son correspondant :« RST 349X ».

La cotation T s'applique, en télégraphie, à la qualité de la porteuse. Au report RST, on peut ajouter l'un des suffixes suivants :

C = chirpy signal : piaulements.
D = drifty signal : glissements de fréquence.
K = key clicks : claquements de manipulation.
X = cristal : note très pure, comme celle d'un oscillateur à quartz.

CODE Q A L'USAGE DES AMATEURS

Groupe	Question	Réponse ou avis
QRA	Où votre station est-elle située ?	Ma station est située...
QRB	A quelle distance approximative vous trouvez-vous ?	La distance séparant nos deux stations est de...
QRD	Où allez-vous et d'où venez-vous ?	Route suivie (pour les mobiles).
QRG	Voulez-vous m'indiquer ma fréquence (ou quelle est votre fréquence) ?	Votre fréquence ou ma fréquence est de... MHz.
QRH	Ma fréquence varie-t-elle ?	Votre fréquence varie.
QRI	La tonalité de mon émission est-elle régulière ?	La tonalité de votre émission est...
QRK	Quelle est la lisibilité de mes signaux (1 à 5) ?	La lisibilité de vos signaux est... (1 à 5).
QRL	Etes-vous occupé ?	Je suis occupé avec... ou prière de ne pas brouiller.
QRM	Etes-vous brouillé ?	Je suis brouillé.
QRN	Etes-vous brouillé par des parasites ?	Je suis brouillé par des parasites.
QRO	Dois-je augmenter la puissance ?	Augmentez la puissance.
QRP	Dois-je diminuer la puissance ?	Diminuez la puissance.
QRQ	Dois-je transmettre plus vite ?	
QRS	Dois-je transmettre plus lentement ?	Transmettez plus lentement.
QRT	Dois-je cesser la transmission ?	Cessez la transmission.
QRU	Avez-vous des messages pour moi ?	Je n'ai pas de message pour vous.
QRV	Etes-vous prêt ?	Je suis prêt.
QRW	Dois-je aviser... que vous l'appelez sur...	Avisez... que je l'appelle sur...
QRX	A quel moment me rappellerez-vous ?	Je vous rappellerai à... heure sur ...
QRZ	Par qui suis-je appelé ?	
QSA	Quelle est la force de mes signaux ?	La force de vos signaux est... (1 à 5).
QSB	La force de mes signaux varie-t-elle ?	La force de vos signaux varie.
QSD	Ma manipulation est-elle défectueuse ?	Votre manipulation est défectueuse.
QSL	Pouvez-vous me donner accusé réception ?	Je vous donne accusé réception (carte QSL).

Groupe	Question	Réponse ou avis
QSO	Pouvez-vous communiquer ?	Je peux communiquer avec...
QSP	Voulez-vous retransmettre à... ?	Je retransmettrai à...
QSX	Voulez-vous écouter ... sur... ?	J'écoute... sur...
QSY	Dois-je passer à la transmission sur une autre fréquence ?	Passez à la transmission sur...
QSZ	Dois-je transmettre chaque mot deux fois ?	Transmettez chaque mot deux fois.
QTC	Combien de télégrammes avez-vous à transmettre ?	J'ai... télégrammes pour vous.
QTG	Voulez-vous transmettre deux traits de dix secondes chacun ?	Je vais transmettre deux traits de dix secondes chacun.
QTH	Quelle est votre position exacte ?	Ma position est...
QTR	Quelle est l'heure exacte ?	L'heure exacte est...

R	S	T
1 : Incompréhensible.	1 : A peine perceptible.	1 : Extrêmement mauvaise, note rauque.
2 : A peine lisible (queques mots çà et là).	2 : Très faible.	2 : Mauvais, note roulée, sans musicalité.
3 : Lisible avec beaucoup de difficulté.	3 : Faible.	3 : Note grave ; très faible musicalité.
4 : Lisible sans difficulté.	4 : Bon, mais faible.	4 : Note grave ; faible musicalité.
5 : Parfaitement lisible.	5 : Assez bon.	5 : Note très vibrée ; avec musicalité.
	6 : Bon.	6 : Note très vibrée ; bonne musicalité.
	7 : Très bon.	7 : Note assez claire, mais vibrée.
	8 : Puissant.	8 : Note claire.
	9 : Très puissant.	9 : Note claire et absolument pure.

LE CODE RSM

GUIDE DU TRAFIC

En téléphonie, on peut se contenter de passer les reports R et S de la manière suivante : « Je vous reçois : lisibilité 5, force 8, ou R5 S8 », puis un report verbal sur la modulation.

Une Conférence de l'IARU à Lausanne (1953) a proposé une gradation chiffrée, permettant de signaler les défauts de la modulation, que voici :
M. : qualité de modulation.

1 : modulation inintelligible.

2 : modulation rendue défectueuse par des oscillations parasites (HF ou VHF) ou par d'autres causes inconnues.
3 : modulation rendue défectueuse par une modulation de fréquence de la porteuse.
4 : modulation rendue défectueuse par de la surmodulation.
5 : bonne modulation, n'excédant pas 100 %.

Nomenclature des fréquences.

VLF : très basses fréquences — au-dessous de 30 kHz — ondes myriamétriques.
LF : Basses fréquences — 30 à 300 kHz — ondes kilométriques.
MF : fréquences moyennes — 300 à 3 000 kHz — ondes hectométriques.
HF : hautes fréquences — 3 000 à 30 000 MHz — ondes décamétriques.
VHF : très hautes fréquences — 30 000 kHz 300 MHz — ondes métriques.
UHF : ultra hautes fréquences — 300 à 3 000 MHz — ondes décimétriques.
SHF : fréquences supérieures — 3 000 à 30 000 MHz — ondes centimétriques.
EHF : fréquences extrêmement hautes — 30 000 à 300 000 MHz — ondes millimétriques.

Désignation des émissions.

Depuis les Conférences d'Atlantic-City (1947), la classification des émissions a été très étendue. Voici queiques symboles que doivent connaître les amateurs :

1) Modulation d'amplitude :

Télégraphie sans modulation sur une fréquence audible .... A 1
Télégraphie par manipulation d'une fréquence de modulation audible ou de fréquences de modulation audibles, ou par manipulation de l'émission modulée .... A 2
Téléphonie .... A 3
Fac-similé .... A 4
Télévision .... A 5

2) Modulation de fréquence (ou de phase) : remplacer A par F.

3) Modulation par impulsions : remplacer A par P.

Cartes QSL.

Il est de règle de faire l'échange d'une carte QSL après la première communication (QSO) réalisée avec une station. La carte QSL est personnelle à chaque amateur. Celui-ci la compose, la fait éditer selon son goût, et certaines portent la marque de beaucoup d'humour et d'originalité. Elle comporte l'indicatif de la station, le plus souvent en gros caractères, et les caractéristiques des postes émetteur et récepteur. L'amateur y mentionne l'indicatif de la station avec laquelle il a correspondu, la date et l'heure de la communication. ainsi que le report à l'aide des codes.

L'ensemble des QSL reçues par une station constitue une preuve indéniable des communications établies et représente pour l'amateur un trésor auquel il accorde une part de sa tendresse, et qu'il présente à ses visiteurs avec une joie non dissimulée. Généralement, il en recouvre les murs de sa station, papier peint original et caractéristique, constitué de petits cartons partis des quatre coins du globe.

Ces cartes indiquent l'identité de la station (indicatif d'appel, nom et adresse de la station), l'identité de la station correspondante (indicatif

d'appel), la date et l'heure de la liaison, la bande de fréquence ou la fréquence exacte du correspondant et les conditions de réception (RST en télégraphie, RS en téléphonie). Elles peuvent également donner une brève description de l'appareillage émetteur et récepteur.

Dans tous les pays du monde, les sociétés d'amateurs émetteurs assurent le relais de ces cartes par envoi groupé faisant ainsi bénéficier leurs membres des tarifs postaux les plus avantageux.

Initiation au DX.

Que faut-il pour effectuer des liaisons à grande distance ? D'abord, une station bien au point ; ensuite, une méthode de trafic adaptée au but recherché. Quand nous disons station bien au point, cela sous-entend l'ensemble émission-réception, c'est-à-dire émetteur, récepteur et aériens. Voyons en détails ces différents points.

La qualité de l'émetteur est indépendante de sa puissance. Il faut se convaincre qu'il est presque aussi facile de faire des QSO DX avec 25 watts qu'avec 100 watts. Sachez que, pour augmenter le QRK d'un point, il faut multiplier la puissance par quatre, ce qui revient à dire que si vous êtes reçu R7 avec 25 watts, vous le serez R8 avec 100 watts ! Une puissance élevée permet seulement de passer plus facilement à travers le QRM. Mais ce qui importe, c'est le rendement de l'émetteur. La législation actuelle restreint les puissances à 100 watts. Il importe de tirer de votre émetteur la puissance HF maximum. Cela implique quelques règles qu'il n'est pas inutile de rappeler.

Le pilote doit être parfaitement stable et la fréquence émise absolument constante. Prévoir le nombre d'étages « tampons ou doubleurs » nécessaires pour ne pas trop tirer sur le pilote et avoir une excitation suffisante. Régler convenablement l'étage PA : polarisation, neutrodynage, etc. Bien entendu, les pertes ont été réduites au minimum : connexions courtes pour tous les circuits HF, isolants éprouvés.

Une autre condition de réussite du DX réside dans l'antenne. Celle-ci est souvent le parent pauvre de l'installation d'une station d'amateur. C'est à tort qu'on lui fait jouer les seconds plans. En vérité, c'est la partie de la station la moins accessible, puisqu'on a l'habitude de la loger le plus haut possible, et aussi celle qui permet le moins l'observation directe de son fonctionnement. Est-il besoin de dire qu'il est tout à fait illogique de produire 50 watts HF, si 25 sont effectivement rayonnés. Vous savez que pour qu'une antenne fonctionne correctement dans la limite des bandes imposées, il y a une longueur critique à respecter, qui est conditionnée par la limite de la bande sur laquelle on travaille. Calculez donc exactement les conditions d'établissement optima de votre antenne. Veillez à un bon couplage avec l'émetteur. Et si vous le pouvez, montez une antenne rotative, qui permet de placer le lobe de rayonnement dans la direction de la station à contacter et concentre, sous un faible angle, toute l'énergie qu'une demi-onde ordinaire disperse dans l'espace.

Mais il ne suffit pas d'avoir des watts HF et de les rayonner pour faire du DX. Il est un mode opératoire à adopter et des remarques qu'il ne faut pas oublier.

Considérations générales, — Lorsqu'on lance un « CQ DX », il y a quatre-vingt-dix chances sur cent pour que les répondants soient des W. Pour des DX plus rares, il faut écouter les stations et répondre ensuite à leur appel. N'oubliez pas que vous serez nombreux et que la station appelante choisira parmi vous. Ce qui signifie que pour être l'élu, votre signal doit, avant tout, être impeccable. Si votre note n'est pas pure, si vos signaux sont mal modulés, vos chances sont minces. Cela n'implique pas que ceux-ci

doivent être puissants. Quand on chasse le DX, on recherche plutôt les stations faibles, dans l'espoir d'un indicatif rare et éloigné.

Où se placer ? — Si vous êtes « piloté cristal », vous n'avez pas le souci de choisir votre fréquence. Toutefois, votre cristal est choisi dans la partie réservée au mode de trafic télégraphie ou téléphonie. Respectez les sous-bandes.

Si vous disposez d'un VFO, mettez-le en fonctionnement et écoutez sur votre récepteur. Explorez toute la bande et vous entendrez les sifflements qui dénotent des stations dont l'existence n'était pas même soupçonnée. Si vous trouvez un « trou » qui semble libre, placez-vous y et lancez appel. Vous avez toutes chances de ne pas être QRM.

Comment appeler. — Si vous pratiquez la télégraphie, manipulez lentement. Ne lancez pas trop de CQ, trois en principe, suivis de votre indicatif répété trois fois.

Comment répondre à un CQ DX. — Beaucoup appellent de nombreuses fois avant de passer leur propre indicatif. N'oubliez pas que la station a hâte de savoir qui lui répond. Vous risquez de la lasser par des appels trop prolongés et de la voir passer à l'écoute d'une autre station trafiquant plus intelligemment. La pratique devenue courante d'appeler près de la fréquence évite l'utilité des appels de grande longueur. Vous serez entendu dans les trente premières secondes, où vous ne serez pas entendu du tout. Les chances d'un appel plus long sont nulles. Ceux qui peuvent trafiquer en break-in ont intérêt à le faire rapidement par ce procédé plutôt que d'appeler plusieurs minutes en transmission continue. Autre conseil : évitez de vous placer sur la fréquence exacte de votre correspondant, c'est-à-dire au battement zéro, pour la raison bien simple que si chacun en fait autant, de trop nombreuses stations se trouveront réunies sur un même réglage et il n'en sortira, à l'écoute, qu'un ORM incompréhensible.

N'oubliez pas la QSL. — Rappelez-vous qu'une QSL promise est une QSL due. Si celle-ci ne vous intéresse pas, précisez-le à votre correspondant. Mais si vous en recevez une, la politesse exige d'y répondre. Peut-être avez-vous déjà touché le pays d'où elle émane ; mais votre correspondant, lui, touche peut-être le vôtre pour la première fois. Il attend votre QSL. Ne le décevez pas !

Le DX et les principaux diplômes offerts aux amateurs.

Le DX est, par essence, une activité opératoire de compétition. Sa poursuite, dans les cas individuels, est le fait, soit d'un amour du manipulateur, soit du désir de développer l'amitié internationale, soit d'autres besoins. Sa phase la plus significative a toujours été le but d'accumuler un plus grand nombre de liaisons à plus grande distance.

La question principale, dans ce domaine, a été pendant longtemps la recherche d'une formule-étalon qui serait utilisée pour prouver telle performance. Dans les débuts de la radio-transmission, c'était simplement une question de distance couverte dans n'importe quelle direction. Au commencement de l'émission d'amateurs, le DX, sur quelque fréquence que ce fût, se mesurait en simples milles, et même aujourd'hui, alors que nous progressons dans des régions confinant au royaume de la lumière, cette unité s'emploie encore.

Ce fut en poursuivant des DX de plus en plus éloignés que les amateurs firent reculer les limites extrêmes du spectre de la radio jusqu'aux bandes internationales de fréquences universellement employées à ce jour. Au temps du travail sur 200 mètres, avant 1924, le mille était encore utilisé. Avant la guerre de 1914, les DX se mesuraient en milles, et il était déjà fréquent d'avoir des liaisons entre des stations distantes de 1 000 milles.

Avec l'ouverture des bandes de fréquences plus élevées et les expéditions heureuses dans les « ondes courtes », les contacts à longue distance devinrent une chose commune. Bientôt, les limites du DX terrestre furent atteintes, et des records de distance basés simplement sur l'échelle du mille furent dépassés. En 1926, la possibilité de communiquer avec n'importe quel point du globe était telle que cela ne représentait plus une grande performance.

Puis on commença à se servir d'autres critères : d'abord, la puissance ; mais, rapidement, des contacts entre les antipodes furent accomplis avec une fraction de watt, laissant peu de place pour la recherche de buts plus éloignés. En outre, avec le nombre croissant des amateurs, le QRM devint le facteur de contrôle plus que l'habileté opératoire.

A ce point, la distance géographique couverte fut adoptée comme un critère significatif, et il l'est resté depuis. Un critère additionnel fut celui de la bande de fréquence utilisée, bien qu'il soit employé principalement à titre auxiliaire.

LES DIPLOMES

Il existe de nombreux diplômes français et étrangers auxquels peuvent concourir les amateurs. Ceux-ci sont attribués sur justification, par QSL, des conditions d'obtention. Le Réseau des Emetteurs Français a consacré une brochure dans laquelle sont exposées les conditions d'obtention des différents diplômes mondiaux.

QU'EST-CE QUE LE RESEAU DES EMETTEURS FRANÇAIS

C'est une Association, reconnue d'utilité publique, qui groupe depuis 1925 tous les radio-amateurs et sympathisants de France et de la Communauté Française.

Son domaine est extrêmement varié, depuis l'émission proprement dite sur ondes décamétriques et ondes ultra-courtes, la pratique de la téléphonie et de la radiotélégraphie jusqu'aux études de la propagation, l'enregistrement, l'écoute des satellites... Bref et en général tout ce qui concerne l'Electronique sous ses formes les plus diverses.

Le REF groupe actuellement près de 6 000 adhérents, répartis sur l'ensemble des territoires métropolitains et d'outre-mer, ce qui représente en réalité environ 20 000 personnes, le cercle familial s'intéressant automatiquement à l'émission.

Les adhérents du REF sont répartis en sections régionales, ayant à leur tête un chef de section qui, avec l'aide d'un bureau, organise les réunions, manifestations et concours propres à sa région.

Sur le plan national, un conseil d'administration, aidé de diverses commissions spécialisées, coordonne l'action de chaque section, représente les adhérents auprès des Administrations compétentes et assure la défense des intérêts des radio-amateurs.

Le REF a pu ainsi limiter l'emprise des Administrations sur les bandes amateurs lors de la Conférence Internationale de Genève, obtenir la suppression de la taxe mobile, la suppression de l'examen de lecture au son pour les licences d'émission sur ondes très courtes.

Une convention a été passée avec les services médicaux de l'Hôpital Fernand-Vidal de Paris pour aider à la retransmission valable des messages d'urgence ; des pourparlers sont en cours pour passer des accords avec la Croix-Rouge et l'organisation du Plan Orsec... Telle est l'action du REF, pour ne donner que des exemples récents.

Toujours à la disposition de l'intérêt général, le REF intervient en cas de catastrophes, cataclysmes et aide dans la mesure du possible les expéditions scientifiques.

Il a ainsi apporté son aide au professeur Dollfus, pour les liaisons radio lors de ses ascensions, et au Tahiti Nui I, sauvé de justesse grâce aux radio-amateurs. Ceux-ci ont encore transmis plus de 2 000 messages lors de la catastrophe d'Agadir, en assurant la liaison radio bénévole Agadir-France alors que toutes les liaisons radio officielles étaient coupées. Tout récemment, ce sont les radio-amateurs qui localisèrent l'épave de la Caravelle Lyon-Clermont-Ferrand et permirent l'organisation des premiers secours.

L'action du REF auprès des Pouvoirs publics, son prestige auprès des autres associations membres de l'I.A.R.U. dépend, en partie, de son importance. Ne manquez pas d'apporter, par votre adhésion, votre contribution à son rayonnement.

Mais le REF est aussi une grande famille, la famille des OM's... dont vous êtes ! Alors ! Notez son adresse :

REF, 60, boulevard de Bercy, Paris (tél. : DOR. 93-84), et remplissez le bulletin d'adhésion dont vous trouverez le modèle à l'adresse ci-dessus.

Un parrainage est nécessaire pour entrer dans cette association. Les auteurs de cet ouvrage : F3XY, à 77-Saint-Rémy-de-la-Vanne, et F3RH, 3, avenue d'Orient, 06-Cannes, l'offrent bien volontiers à leurs lecteurs.

Ceux-ci n'auront qu'à leur adresser, avec enveloppe timbrée, le bulletin qu'ils se procureront au secrétariat du R.E.F.

Le carnet d'écoute.

L'administration des P.T.T. exige que chaque station d'amateur tienne un carnet d'écoute sur lequel sont enregistrées toutes les communications réalisées.

En cas d'usurpation d'indicatif, ce carnet permet, notamment, de faire la preuve de l'observance des règlements par la station officielle. De plus, il constitue un répertoire des liaisons établies, un tableau d'honneur de l'opérateur. Il permet de tenir à jour le contrôle des cartes QSL reçues et des cartes QSL à envoyer.

Le Réseau des Emetteurs Français a établi, à la disposition de ses membres, un carnet d'écoute très pratique, dont nous reproduisons l'une des pages. Il est évidemment facile d'établir un tel carnet sur un cahier ordinaire.

D'après l'exemple ci-dessous, on voit que la station a appelé F3RO à 19 h 23 le 26 mai ; F3RO a donné sa fréquence (7 115 kHz) ; contrôle 589, 579 de part et d'autre. Un appel lancé à W4BDA est resté sans réponse. Le lendemain, le contact a été établi avec PY2CO, puis VK3BD. A la fin de ce QSO, c'est la station W6KRO qui appelait sur 14 128 kHz ; liaison établie également. On remarquera que les QSL ont été préparées pour ces trois dernières stations.

Date	Heure (TMG)	Bande MHz	Appelant	Appelé	JE REÇOIS					JE SUIS REÇU				OBSERVATIONS	QSL	
					QRG ou réglage	R (W)	S (R)	T (T)	Modulation	R (W)	S (R)	T (T)	Modulation		ENV	REE
26-5-73	19,23	7	F3RO		7 100	5	8	9	T.B.	5	7	9	T.B.	Enverra QSL		
26-5-73	04,22	28		W4BDA	14 218									NIL		
26-5-73	04,22	28		PY2CO		5	7	9		5	5	9			E	
—	05,20	14		VK3BD		5	5	9		5	5	9			E	
	05,32	14	W6KRO		14 235	5	7	9		5	8	9			E	

CHAPITRE VIII

APPENDICE

NOTICE RELATIVE AUX STATIONS D'AMATEUR FONCTIONNANT EN RADIOTELEGRAPHIE ET EN RADIOTELEPHONIE

I — Dispositions générales.

Une station d'amateur est une station radioélectrique qui participe à un service d'instruction individuelle, d'intercommunication et d'études techniques effectué par des personnes dûment autorisées, s'intéressant à la technique de la radioélectricité à titre uniquement personnel et sans intérêt pécuniaire.

Une station d'amateur comprend l'ensemble des installations radioélectriques appartenant à une même personne et utilisées pour participer au service susvisé.

Une station d'amateur ne peut être détenue ou utilisée que par une personne titulaire d'une autorisation délivrée par le Ministre des Postes et Télécommunications, après avis favorable des autres Ministres intéressés.

L'autorisation est délivrée sous forme de licence : Elle est accordée pour l'année en cours, quelle que soit la date de sa délivrance. Elle se renouvelle chaque année par tacite reconduction.

Le demandeur ne doit procéder à aucune émission avant d'avoir reçu sa licence et la notification de l'indicatif d'appel attribué à sa station.

Toute station d'amateur est établie, exploitée et entretenue par les soins et aux risques du titulaire de l'autorisation. L'Etat n'est soumis à aucune responsabilité à raison de ses opérations.

Les caractéristiques techniques des stations, de même que les conditions d'exploitation, sont soumises aux restrictions nécessitées par les besoins et le bon fonctionnement des Services Publics et sujettes aux modifications qui pourraient être imposées par actes législatifs, réglementaires ou administratifs d'ordre intérieur et par l'application des Conventions et Règlements internationaux.

Toute cession d'une station d'émission doit faire l'objet d'une déclaration adressée à la Direction des Services Radioélectriques, 5, rue Froidevaux, Paris 14e. Cette déclaration doit comporter le nom et l'adresse du nouveau détenteur de la station.

II — Dépôt de la demande d'autorisation.

La demande d'autorisation d'émission est établie sur formule spéciale n° 706 accompagnée de 3 fiches de renseignements. Elle est adressée à la

Direction des Services Radioélectriques, 5, rue Froidevaux, Paris 14e (1). Elle est accompagnée du schéma détaillé et clair des éléments de la station.

Elle donne lieu au paiement d'une taxe de constitution de dossier (2).

III — Certificat d'opérateur.

Le matériel d'émission d'une station d'amateur ne peut être manœuvré que par une personne autorisée, titulaire du certificat d'opérateur radiotélégraphiste-radiotéléphoniste.

Toutefois, un émetteur fonctionnant exclusivement au moyen de fréquences supérieures à 144 MHz peut être manœuvré par une personne autorisée, titulaire du seul certificat d'opérateur radiotéléphoniste.

Le certificat d'opérateur amateur est délivré par la Direction des Services Radioélectriques, après examen qui donne lieu au paiement d'un droit (3). Les candidats doivent être âgés de 16 ans révolus au jour de l'examen.

L'examen peut être passé :

— soit au domicile du candidat, sur la station décrite dans sa demande et mise au point sur antenne fictive non rayonnante ;

— soit sur la station d'un amateur dûment autorisé, s'il s'agit d'un opérateur supplémentaire de cette station ;

— soit dans les centres d'examen organisés.

IV — Caractéristiques techniques des stations.

Les émetteurs peuvent être pilotés par un maître oscillateur à fréquence fixe (quartz) ou réglable.

Ils doivent comporter *au moins trois étages* (un étage oscillateur, un étage séparateur-multiplicateur, un étage amplificateur de puissance).

Les limites de bandes doivent être indiquées sur le cadran des fréquences de l'émetteur d'une manière très précise.

Les émetteurs doivent être munis d'appareils de mesure permettant de suivre les conditions de fonctionnement des différents étages. Les émetteurs fonctionnant sur ondes décamétriques doivent en outre comporter un système de manipulation.

Les émissions effectuées par des procédés spéciaux et qui ne permettraient pas la réception ou la compréhension des messages sont interdits.

Les classes d'émissions suivantes peuvent seules être utilisées :

A1 - Télégraphie sans modulation par une fréquence audible (manipulation par tout ou rien) ;

A2 - Télégraphie par manipulation par tout ou rien d'une ou plusieurs fréquences audibles de modulation ou par manipulation par tout ou rien de l'émission modulée ;

A3 - Téléphonie (modulation d'amplitude) ;

A3A - Téléphonie (modulation d'amplitude) bande latérale unique - onde porteuse réduite.

---

(1) Les imprimés nécessaires peuvent être obtenus auprès de cette Direction.

(2) Le montant de cette taxe est actuellement de 30 00 F.

(3) Le montant de cette taxe est actuellement de 33,00 F.

F1 - Télégraphie sans modulation par une fréquence audible (manipulation par déplacement de fréquence) ;

F2 - Télégraphie par manipulation par tout ou rien d'une fréquence audible de modulation de fréquence, ou par manipulation par tout ou rien d'une émission modulée en fréquence ;

F3 - Téléphonie (modulation de fréquence ou de phase).

La fréquence émise par une station d'amateur doit être aussi stable et aussi exempte de rayonnement non essentiels que l'état de la technique le permet pour une station de cette nature.

En régime de porteuse non modulée le taux de modulation résiduelle doit être tel qu'aucune réception ne soit possible sans une **hétérodyne de** battement.

Les bandes de fréquences attribuées en France au service amateur sont les suivantes :

Bande		Observations
3,5 à 3,8 MHz	(bande partagée)	L'utilisation de ces bandes de fréquences est interdite aux amateurs non titulaires du certificat d'opérateur radiotélégraphiste.
7 à 7,10 MHz		
14 à 14,35 MHz		
21 à 21,45 MHz		
28 à 29,7 MHz		
144 à 146 MHz	(bande partagée)	
430 à 433 MHz	(bande partagée)	
434,5 à 440 MHz	(bande partagée)	
1 220 à 1 250 MHz	(bande partagée)	
2 300 à 2 450 MHz	(bande partagée)	
5 650 à 5 850 MHz	(bande partagée)	
10 000 à 10 500 MHz	(bande partagée)	
24 000 à 24 500 MHz	(bande partagée)	

(Répartition au 1er janvier 1974).

Les amateurs doivent veiller tout particulièrement à ne causer aucun brouillage aux stations officielles fonctionnant dans les bandes partagées, sous peine de s'en faire interdire l'usage.

En limite de bande, les amateurs doivent tenir compte de la largeur de bande de l'émission et de la dérive possible du pilote.

Les stations doivent être pourvues de dispositifs permettant de mesurer les fréquences et de repérer avec précision les limites de bande. Elles doivent également disposer d'une antenne fictive non rayonnante au moyen de laquelle les émetteurs doivent être réglés.

La puissance d'alimentation des stations d'amateur est limitée à 100 W dans toutes les bandes attribuées au service, dans les conditions et sous les réserves ci-après :

— par puissance d'alimentation, on entend la puissance fournie à l'anode (ou aux anodes) du tube (ou des tubes) de l'étage attaquant le dispositif rayonnant de la station ;

— la dissipation anodique du tube utilisé à l'étage final de toute station d'amateur (ou la somme des dissipations anodiques des tubes, si cet étage en comporte plusieurs) devra être, au plus, égale à 75 W quelle que soit la fréquence de fonctionnement de l'émetteur.

V — Conditions d'exploitation.

Une station d'amateur doit servir exclusivement à l'échange, avec d'autres stations d'amateur, de communications utiles au fonctionnement des appareils et à la technique de la radioélectricité proprement dite, à l'exclu-

sion de toute correspondance personnelle ou commerciale et de toute émission de radiodiffusion sonore ou visuelle (disques, concerts, conférences, etc.).

Les conversations qui ne seraient pas tenues en langage clair sont interdites (les abréviations d'un usage obligatoire ou courant, employés avec leur sens réel, ne sont pas considérés comme langage secret).

En cas de gêne ou de brouillage, l'Administration des Postes et Télécommunications peut suspendre l'autorisation d'émettre ou limiter les émissions à certains horaires ou à certaines périodes.

Tout amateur est tenu de consigner dans un carnet de trafic les renseignements relatifs à l'activité de la station, en particulier :

— la date et l'heure du commencement et de la fin de chaque communication ;

— les indicatifs d'appel des correspondants ;

— la fréquence utilisée ;

— les indications relatives à la puissance alimentation et aux modifications apportées à l'installation.

Ce document doit être tenu constamment à jour et présenté à toute réquisition.

Toute station d'amateur est tenue de cesser ses émissions à la première demande faite par une station officielle ou dès réception d'appels de détresse.

Avant d'émettre, les stations doivent s'assurer qu'elles ne brouillent pas des émissions en cours ; si un tel brouillage est probable, les stations attendent un arrêt de la transmision qu'elle pourraient brouiller.

Pour réduire les risques d'interférence, les stations doivent limiter leurs émissions au strict minimum. La durée de chaque transmission ne doit pas dépasser 5 minutes.

L'indicatif d'appel doit être transmis fréquemment et, dans tous les cas, au début et à la fin de chaque transmission.

Stations mobiles ou portables

Une station portable est une station construite de manière à pouvoir être déplacée d'un point à un autre, en vue de fonctionnement en divers lieux, mais non en cours de transport.

Une station mobile est une station destinée à être transportée d'un point à un autre, et à être utilisée pendant qu'elle est en mouvement, ou pendant des haltes en des points non déterminés.

L'autorisation de manœuvrer une station portable ou mobile est acquise dès la remise de la licence initiale.

Le titulaire de l'autorisation n'est autorisé à utiliser sa station mobile que sur un véhicule de tourisme dont la carte grise est établie à son nom.

S'il désire installer sa station sur une voiture dont il n'est pas propriétaire, sur un véhicule d'une catégorie autre que « tourisme » ou à bord d'un bateau, il doit solliciter une autorisation spéciale.

Dans le cas de l'utilisation sur un navire, une autorisation du Commandant doit être fournie à l'appui de la demande.

L'installation d'une station mobile à bord d'un aéronef n'est pas admise.

Si l'amateur utilise une station portable, mobile ou mobile maritime, il est tenu de suivre son indicatif des lettres P, M ou MM, selon le cas, lors de chaque émission.

Une station portable, mobile ou mobile maritime ne peut, en aucun cas, communiquer avec la station fixe du titulaire de l'autorisation.

Changement de domicile

Les radioamateurs sont tenus de signaler tout changement de domicile à la Direction des Services Radioélectriques, 5, rue Froidevaux, Paris 14e.

Une licence ne peut être maintenue en vigueur que si le titulaire peut en tout temps recevoir de l'Administration toute notification jugée utile. Un amateur absent de son domicile pour une période de longue durée susceptible, en particulier, d'excéder la période réglementaire de réexpédition du courrier, est tenu de communiquer à l'Administration sa nouvelle adresse.

Opérateurs supplémentaires.

Une station d'amateur peut être manœuvrée :

— soit par le titulaire de la licence ;

— soit par les opérateurs supplémentaires dûment agréés à cet effet par les ministres intéressés et titulaires du certificat d'opérateur au même titre que le permissionnaire de la station.

Les stations d'écoles, de clubs, de groupements professionnels ou de jeunesse, peuvent être manœuvrés par des opérateurs supplémentaires remplissant les conditions susmentionnées, sous la responsabilité d'une personne habilitée à représenter le groupement (professeur, président d'association, etc.). Cette personne qui doit être agréée par les ministères intéressés n'est pas tenue de subir l'examen d'opérateur si elle ne doit pas manœuvrer elle-même la station.

Opérateurs occasionnels.

Tout titulaire d'une licence d'amateur en cours de validité, ayant la nationalité française, peut manœuvrer la station d'un autre amateur à titre exceptionnel, pour des émissions de courte durée.

L'opérateur occasionnel ne peut en aucun cas communiquer avec sa propre station. Il doit transmettre son indicatif d'appel à la suite de l'indicatif d'appel de la station utilisée ; mention des liaisons effectuées doit être faite sur le carnet de trafic de cette station et reportée dès que possible sur celui de la station de l'opérateur occasionnel.

VI — Contrôle.

Le ministère des Postes et Télécommunications exerce un contrôle permanent sur les conditions techniques et d'exploitation des stations d'amateurs.

Le ministère de l'Intérieur et le ministère des Postes et Télécommunication sont chargés de contrôler la teneur des émissions.

Le représentant des ministères des Postes et Télécommunications et de l'Intérieur chargés du contrôle, peuvent à tout instant pénétrer dans les locaux où sont installées les stations.

Les infractions à la réglementation sont sanctionnées à la diligence du ministre des Postes et Télécommunications tant de sa propre initiative que sur proposition des autres départements ministériels ou à la suite de rapports d'infraction transmis par des Administrations étrangères ou des organismes internationaux.

Les sanctions sont :

— Le rappel au règlement.

— La limitation temporaire de l'utilisation de la station à la radiotélégraphie.

— La suspension temporaire de l'autorisation d'emploi d'une station mobile.

— La suspension temporaire de la licence.

— La révocation de la licence.

Toute licence d'amateur peut être révoquée sans indemnité, si le titulaire de l'autorisation ne respecte pas les règlements intérieurs ou internationaux sur le fonctionnement et l'exploitation des stations d'amateurs ou si l'un des ministères intéressés retire l'agrément qu'il avait donné pour la délivrance de l'autorisation (1).

VII — Taxe de contrôle.

Tout titulaire d'une licence d'amateur doit acquitter une taxe annuelle de contrôle (2).

Cette taxe est due pour l'année entière, quelle que soit la mise en service de la station et la durée assignée à l'autorisation. Elle doit être acquittée dans tous les cas par le titulaire de la licence, même s'il ne fait pas usage de son installation. Elle est exigible dès la délivrance de la licence pour la première année et dans le courant du mois de janvier pour les années suivantes. La licence se renouvelle, en effet, d'année en année par tacite reconduction ; cependant, tout amateur qui, pour une raison quelconque, et notamment pour avoir omis de préciser l'adresse à laquelle le courrier peut lui être adressé, n'aura pas répondu au début de l'année à la mise en demeure l'invitant à acquitter la taxe annuelle de contrôle sera considéré comme ayant renoncé au bénéfice de sa licence. Celle-ci sera en conséquence annulée.

VIII — Stations réceptrices.

L'utilisation de stations exclusivement réceptrices, pour l'écoute des émissions d'amateur est subordonnée à une autorisation délivrée par le ministère des Postes et Télécommunications.

La demande établie sur formule spéciale doit être adressée à la Direction des Services Radioélectriques, 5, rue Froidevaux, Paris 14e.

ARRETE DU 10 NOVEMBRE 1930

Déterminant les conditions de délivrance des certificats d'opérateur radiotélégraphiste ou radiotéléphoniste prévus à l'article 11 *du décret du* 28 *décembre* 1926 *pour la manœuvre des appareils servant à l'émission des postes privés radioélectriques.*

---

(1) La révocation peut être motivée par une ou plusieurs des infractions suivantes :

— si le titulaire de l'autorisation n'observe pas les conditions particulières qui ont été imposées pour l'établissement ou l'utilisation de sa station ;

— s'il utilise sa station à d'autres fins que celles prévues par sa licence, notamment s'il capte indûment des correspondances qu'il n'est pas autorisé à recevoir ou s'il viole le secret de celles qu'il a captées fortuitement.

— s'il utilise un indicatif d'appel différent de celui qui lui a été attribué.

— s'il communique avec des stations non autorisées.

— s'il émet avec une puissance supérieure à la puissance autorisée ou en dehors des bandes de fréquences attribuées au service amateur ;

— si ses émissions provoquent des brouillages nuisibles au fonctionnement des services de radiocommunications ;

— s'il n'acquitte pas en temps voulu la taxe de contrôle lorsqu'il est invité à le faire ;

(2) Actuellement 70 F.

LE MINISTRE DES POSTES, TELEGRAPHES ET TELEPHONES,

Vu l'article 11 du décret du 28 décembre 1926, portant réglementation des postes privés radioélectriques d'émission ;

Vu les avis de la Commission interministérielle de la T.S.F. ;

Vu les dispositions de la Commission radiotélégraphique internationale de Washington (1927) et, notamment, les articles 6, 7 et 11 du règlement général y annexé ;

Vu les avis du Comité consultatif international technique des Communications radioélectriques (La Haye, 1929).

ARRÊTE :

ARTICLE PREMIER. — Les certificats d'opérateur radiotélégraphiste ou radiotéléphoniste prévus à l'article 11 du décret du 28 décembre 1926, sont délivrés après examen comportant, pour les deux catégories de certificats :

a) Des épreuves pratiques (transmission et réception auditive, réglage et manœuvre des appareils) ;

b) Des épreuves orales portant, d'une part, sur les matières du programme figurant à l'annexe n° 1 du présent arrêté et, d'autre part, sur la législation et la réglementation en matière de radiocommunication, et les parties du règlement général annexé à la Convention radiotélégraphique internationale de Washington ayant trait au fonctionnement et à l'exploitation des stations d'amateurs.

Ces certificats ne pourront être délivrés qu'aux candidats âgés de plus de 16 ans, et ayant obtenu au moins la note 10/20 pour chacune des épreuves.

L'examen sera passé au domicile du candidat, sur le poste décrit dans sa demande d'autorisation, mis au point sur antenne fictive non rayonnante ou sur un poste de caractéristiques analogues, situé en tout autre endroit désigné par ledit candidat, et agréé par le chef du service compétent de l'Administration.

ART. 2. — L'examen pour l'obtention du certificat d'opérateur radiotélégraphiste comprend les épreuves suivantes :

1° Epreuves pratiques.

1° *Epreuves pratiques*

a) Transmission de signaux Morse à une vitesse de dix mots par minute, chaque mot ou groupe comprenant cinq lettres, chiffres ou signes de ponctuation ;

b) Réception auditive d'un texte en langage clair de cinquante mots à la vitesse de dix mots à la minute ;

c) Utilisation des organes constitutifs du poste d'émission, mise en marche, réglage de l'accouplement, réglage de l'installation sur une ou plusieurs longueurs d'onde, manœuvres à exécuter pour faire varier la puissance d'émission ;

d) Utilisation des appareils de mesure, notamment d'un ondemètre étalonné à 0,5 % près.

2° *Epreuves orales*

a) Connaissance des règles de service d'usage courant dans l'exploitation des stations radiotélégraphiques (art. 9 du règlement général annexé à la Convention radiotélégraphique de Washington) et des abréviations à employer dans les transmissions radioélectriques (appendice X dudit règlement) ;

b) Questions d'ordre pratique concernant l'électricité et la T.S.F. (autant que possible sur pièces).

ART. 3. — L'examen pour l'obtention du certificat d'opérateur radiotéléphoniste comporte les épreuves suivantes :

1° *Epreuves pratiques*

a) Enonciation devant le microphone d'une façon distincte, de chiffres, lettres et lecture d'un texte en langage clair ;

b) Réception d'une communication radiophonique ;

c) Epreuve indentique à celle qui est prévue au même paragraphe de l'article 2.

2° *Epreuves orales*

a) Connaissance des règles de service d'usage courant dans l'exploitation des stations radiotéléphoniques (art. 9 du règlement de Washington) et des abréviations à employer dans les transmissions radioélectriques (appendice 1 du règlement général et appendice 1 du règlement additionnel).

b) Question d'ordre pratique concernant l'électricité et la T.S.F. (autant que possible sur pièces).

ART. 4. — Chacun des deux examens donne lieu au versement préalable d'un droit d'examen ; toutefois, lorsqu'un candidat demande à subir en même temps les épreuves des deux examens, il ne verse qu'un seul droit.

Le versement est effectué dans un bureau des P.T.T. contre délivrance d'un récépissé extrait du registre nº 1.108, que le candidat remet à l'agent de l'Administration des P.T.T. chargé de lui faire subir les épreuves de l'examen.

ART. 5. — Les titulaires d'un certificat d'aptitude à l'emploi d'opérateur radiotélégraphiste à bord des stations mobiles (première ou deuxième classe) et les opérateurs brevetés de la Guerre et de la Marine qui désirent obtenir le certificat d'opérateur *radiotélégraphiste* visé par le présent arrêté, seront dispensés des épreuves spécifiées à l'article 2.

En outre, les titulaires du certificat d'aptitude à l'emploi d'opérateur radiotélégraphiste de première classe à bord des stations mobiles, ou du certificat d'aptitude à l'emploi de radiotéléphonie à bord des mêmes stations, qui désirent obtenir le certificat d'opérateur *radiotéléphoniste,* prévu par le présent arrêté, seront dispensés des épreuves spécifiées à l'article 3.

Les certificats *d'opérateur radiotélégraphiste ou d'opérateur radiotéléphoniste,* visés aux alinéas ci-dessus, seront délivrés aux impétrants, après paiement du droit d'examen, dans les conditions fixées par l'article précédent, sur la production de leurs titres. Ceux-ci sont décrits d'une façon détaillée sur le titre et sur la souche du certificat sollicité.

ART. 6. — Seront dispensés de subir les épreuves *orales* prévues aux articles 2 et 3 et autres que celles relatives à la procédure radiotélégraphique ou radiotéléphonique, selon le cas, sur la production de leurs titres :

Les anciens élèves diplômés des écoles ci-après :

Polytechnique, Normale Supérieure (section des Sciences), Navale, Centrale des Arts et Manufactures, Mines, Ponts et Chaussée, Génie Rural et Génie Maritime, Ecole Supérieure des P.T.T., Institut Agronomique, Arts et Métiers, Ecole Supérieure d'Electricité, Instituts électrochimiques rattachés aux Facultés, Ecole de Physique et de Chimie, les Agrégés ès sciences et les titulaires de tous autres titres équivalents d'enseignement supérieur (scientifique ou technique), les ingénieurs électriciens diplômés de l'Ecole Spéciale des Travaux publics, du Bâtiment et de l'Industrie.

Les dipômes produits seront décrits sur le certificat d'opérateur, en regard de l'indication des épreuves dont les candidats sont dispensés.

Art. 7. — Les certificats d'opérateurs radiotélégraphistes ou radiotéléphonistes des postes d'émission sont établis sur une formule conforme au modèle de l'annexe n° 2 au présent arrêté.

Art. 8. — L'arrêté du 13 août 1928 relatif au même objet est abrogé.

Art. 9. — Le présent arrêté sera déposé au ministère des Postes, Télégraphes et Téléphones (Service Central), pour être notifié à qui de droit.

Paris, le 10 *novembre* 1930.

Signé : Mallarmé.

PROGRAMME DES EXAMENS ORAUX POUR L'OBTENTION DES CERTIFICATS D'OPERATEURS

Les sources et récepteurs d'électricité de courant continu.

Accumulateurs, principe, charge et décharge, montage, entretien.

Piles, caractéristiques des modèles ordinaires.

Alternateur, principe.

Transformateurs, principe, rapport de transformation.

Appareils de mesure, voltmètres, ampèremètre, wattmètres, fusibles et limiteurs de tension, dispositions à adopter avec la haute tension.

Condensateurs, principe, groupement.

Induction, induction mutuelle, auto-induction.

Oscillations libres d'un circuit, fréquence propre d'un circuit, facteurs qui influent sur la fréquence propre d'un circuit, circuits couplés, procédés permettant de diminuer l'importance des harmoniques.

Antennes, constitution et caractéristiques, précautions à prendre dans la constitution d'une antenne d'émission, isolement de l'antenne, circuits équivalents, antennes fictives, antenne de réception.

Cadres.

Tubes électroniques, caractéristiques, description des divers organes des postes émetteurs et récepteur, alimentation des circuits, procédés de manipulation et de modulation.

Mesures des fréquences, à l'émission et à la réception.

METHODE OPERATOIRE RADIOTELEGRAPHIQUE

Forme de l'appel.

L'appel est constitué comme suit :

— trois fois au plus l'indicatif d'appel de la station appelée,

— le mot DE.

Méthode opératoire radiotéléphonique.

Les règles fixées par la méthode opératoire radiotélégraphique, en particulier celles qui concernent la fréquence et le renouvellement des appels, l'établissement de la liaison s'appliquent à la procédure radiotéléphonique. De plus, les indicatifs doivent être énoncés en utilisant les analogies réglementaires.

— trois fois, au plus l'indicatif de la station appelée ;

— le mot ICI ;
— trois fois, au plus, l'indicatif d'appel de la station appelante.
Ex. : « Foxtrot Huit Alfa Alfa Foxtrot Huit Alfa Alfa
ICI
Foxtrot Huit Bravo Bravo Foxtrot Huit Bravo Bravo ».
L'appel général est constitué comme suit :
— trois fois, au plus, « Appel à tous » ;
— le mot ICI ;
— trois fois, au plus, l'indicatif de la station appelante.
Ex. : « Appel à tous, Appel à tous
ICI ,
Foxtrot Huit Alfa Alfa Foxtrot Huit Alfa Alfa ».

Réponse à l'appel :

— trois fois, au plus l'indicatif d'appel de la station que a appelé ;
— le mot ICI ;
— trois fois, au plus, l'indicatif d'appel de la station qui répond ;
— le mot « Répondez ».

Fin de la liaison.

La fin de la liaison entre deux stations est indiquée par chacune d'elles au moyen du mot « Terminé ».

NOTICE RELATIVE AUX STATIONS D'AMATEUR FONCTIONNANT EN TELEVISION

1. — Dispositions générales

Une station d'amateur fonctionnant en télévision (émission et/ou réception) ne peut être détenue ou utilisée que par une personne déjà titulaire d'une licence pour une station d'amateur fonctionnant en radiotélégraphie ou en radiotéléphonie.

L'autorisation de fonctionnement en télévision constitue une extension de cette licence.

Les dispositions contenues dans la notice relative aux stations d'amateur fonctionnant en radiotélégraphie et en radiotéléphonie, sous les titres « Dispositions générales », « Transferts », « Opérateurs supplémentaires », « Contrôle », « Liste des amateurs » et « Stations réceptrices » s'appliquent intégralement aux stations d'amateur fonctionnant en télévision.

2. — Dépôt de la demande d'autorisation

La demande d'extension de la licence à la télévision est adressée à la Direction des Services Radioélectriques, 5, rue Froidevaux, Paris 14e.

A cette demande sont joints deux exemplaires d'un dossier technique comportant :

— un schéma détaillé et clair des éléments de la station.

— une note précisant toutes les caractéristiques du système de télévision qui sera utilisé.

Cette note doit indiquer, notamment, la puissance de crête de l'émetteur, ainsi que la constitution, la hauteur au-dessus du sol de l'antenne et le diagramme de rayonnement permettant de connaître immédiatement la puissance rayonnée dans une direction quelconque.

3. — Caractéristiques techniques des stations

3.1. — Transmission de l'image.

3.11. — *Caractéristiques générales.*

3.111. — Ne sont autorisés dans les conditions ci-dessous, que les systèmes de télévision monochrome à 405 ou 825 lignes et les systèmes compatibles de télévision en couleurs.

3.112. — Seule la bande 430-440 MHz (bande partagée) peut être utilisée. Les amateurs doivent veiller tout particulièrement à ne causer aucun brouillage aux stations officielles fonctionnant dans les bandes partagées sous peine de s'en faire interdire l'usage. Pour la bande 430-440 MHz, cette recommandation vise essentiellement l'intervalle 433-435 MHz. En outre, la bande occupée par l'émission ne doit en aucun cas sortir des limites de la bande autorisée.

3.113. — La puissance fournie à l'anode (ou aux anodes) du tube (ou des tubes) de l'étage attaquant le dispositif rayonnant de la station est limité à 70 W au moment où la puissance émise est maximale.

L'Administration des Postes et Télécommunications se réserve cependant le droit pour chaque demande qui lui est présentée, après étude des probabilités de brouillage :

— de limiter le gain de l'antenne utilisée pour l'émission.

— de limiter la puissance pour la station considérée, à une valeur inférieure à celle indiquée ci-dessus ;

3.114. — Les antennes utilisées pour l'émission doivent être à polarisation verticale.

3.12. — *Caractéristiques des différents systèmes.*

3.121. — Système à 405 lignes.

La bande occupée par de tels systèmes fonctionnant dans des conditions satisfaisantes peut être limitée à la bande 435-440 MHz ce qui permet d'éviter les restrictions particulières relatives à la bande 433-435 MHz.

— Classes d'émissions :

A5 (Modulation d'amplitude).

A5C (Modulation d'amplitude) à bande latérale supérieure partiellement supprimée.

— Fréquence de la porteuse image :

437,5 MHz en classe A5.

438,5 MHz en classe A5C avec une tolérance de $\pm$ 200.10^{-6}.

— Polarité de la modulation : positive.

— Nombre d'images par seconde : 25.

3.122. — Système à 625 lignes.

— Classe d'émission : A5C (modulation d'amplitude avec bande latérale supérieure partiellement supprimée).

— Fréquence de la porteuse image : 437,5 MHz avec une tolérance de 200.10^{-6} (soit 2 pour dix mille).

— Polarité de la modulation : positive.

— Nombre d'images par seconde : 25.

3.2. — Transmission du son.

La transmission du son doit être faite dans les bandes de fréquence attribuées en France, pour la radiotéléphonie, au service amateur, dans les conditions prévues pour ce service.

3.3. — Dispositions techniques diverses.

Dans tous les cas, les fréquences émises doivent être aussi exemptes d'harmoniques que l'état de la technique le permet.

Les récepteurs doivent être conçus et réalisés de façon à éviter tout rayonnement nuisible. Les émetteurs et récepteurs utilisés ne doivent être la cause d'aucune gêne pour les récepteurs voisins.

Les stations doivent être pourvues de dispositifs de mesure de fréquence permettant de s'assurer que les émissions se font bien dans la bande autorisée. Elles doivent également disposer d'une antenne fictive simple non rayonnante au moyen de laquelle les émetteurs doivent être réglés.

4. — Conditions d'exploitation

4.1. — Transmissions autorisées.

4.11. — Les seules images dont la transmission est autorisée concernent :

— le titulaire de la licence lui-même ou un opérateur supplémentaire autorisé ;

— des vues d'organes, de dispositifs ou de schémas radioélectriques se rapportant à l'expérimentation poursuivie par l'amateur.

— une mire portant, de façon très lisible, l'indicatif de la station.

4.12. — Les commentaires accompagnant les images doivent être faits en langage clair et ne doivent se rapporter qu'à l'expérimentation poursuivie par l'amateur.

4.13. — Toute transmission à caractère personnel et commercial ainsi que toute émission de radiodiffusion (disques, concerts, conférences, etc.) sont rigoureusement interdites.

4.2. — Indicatif.

Toute période de transmission continue d'image dont la durée ne doit pas, en principe, excéder cinq minutes, doit être précédée et suivie :

— de la transmission de la mire portant l'indicatif ;

— de la transmission de cet indicatif en télégraphie (classe A1 ou A2, code Morse) ou en téléphonie (classe A3) sur la fréquence porteuse utilisée pour la télévision.

4.3. — Brouillages.

Avant d'émettre, l'amateur doit s'assurer qu'il ne risque pas de brouiller des radiocommunications en cours. Si un tel brouillage est probable, il doit attendre l'arrêt de la transmission qu'il pourrait brouiller. Toute station d'amateur est tenue de cesser ses émissions à la première demande faite par une station officielle. En cas de gêne ou de brouillage ou en cas de difficultés provenant des caractéristiques du système de télévision utilisé, l'Administration des Postes et Télécommunications peut :

— Imposer des caractéristiques techniques plus strictes que celles indiquées ci-dessus ;

— limiter les émissions à certains horaires ou à certaines périodes.

4.4. — Journal.

Tout amateur est tenu de consigner dans un journal tous les renseignements relatifs à l'activité de la station, en particulier :

— la date et l'heure du commencement et de la fin de chaque communication ;

— les indicatifs d'appel des correspondants ;

— les fréquences et classes d'émission utilisées par l'amateur et ses correspondants ;

— les indications relatives à la puissance alimentation et aux modifications apportées à l'installation.

Ce registre doit être tenu constamment à jour et présenté à toute réquisition.

PLAN DES SOUS BANDES

Pour faciliter le trafic, les amateurs observent un plan de répartition de sous bandes exclusivement réservées au trafic en télégraphie seule, et en télégraphie et téléphonie.

PLAN DES SOUS-BANDES HF

Fréquences	Type d'onde
3,5 à 3,6 MHz	Télégraphie seule
3,6 à 3,8 MHz	Télégraphie et téléphonie
Note : 3,500 à 3,510 et 3,790 à 3,800 pour DX intercontinental	
7,0 à 7,04 MHz	Télégraphie seule
7,04 à 7,100 MHz	Télégraphie et téléphonie
14,0 à 14,1 MHz	Télégraphie seule
14,1 à 14,35 MHz	Télégraphie et téléphonie
21,0 à 21,15 MHz	Télégraphie seule
21,15 à 21,45 MHz	Télégraphie et téléphonie
28,0 à 28,2 MHz	Télégraphie seule
28,2 à 29,7 MHz	Télégraphie et téléphonie
RTTY — Les émissions en radiotélétype sont centrées sur 3 590, 7 040, 14 090, 21 090 et 28 090 kHz.	

LISTE DES PREFIXES DES STATIONS D'AMATEURS CLASSES PAR ORDRE ALPHABETIQUE

Préfixe	Pays
A2 (voir ZS9)	
AC3[1]	Sikkim
AC4[1]	Thibet
AC	Bhutan
AP	Pakistan Est
AP	Pakistan ouest
AX (voir VK)	
BV	Formose
BY	Chine
C2 (voir VK9)	
C3 (voir PX)	
CE	Chili
CE9AA-AM, FB8YY, KCA, LA, LU-Z, OR4, UA1, VK Ø, VP8, ZL5, 8J	Antarctique
C9AN-AZ (voir VP8)	
CEØA	Ile de Pâques
CEØZ	Juan Fernandez
CEØX	San Felix
CM, CO	Cuba
CN2, 8, 9	Maroc
CP	Bolivie
CR3, 5	Guinée Portugaise
CR4	Iles Cap Vert
CR5	Principe, Sao Thome
CR6	Angola
CR7	Mozambique
CR8, CR10	Timor Portugais
CR9	Macao
CT1	Portugal
CT2	Acores
CT3	Madeire

CX	Uruguay
DJ/DK/ DL/DM	Allemagne
DU, DX	Philippines
EA	Espagne
EA6	Baleares
EA8	Canaries
EA9	Rio de Oro
EA9	Maroc Espagnol
EAØ	Guinée Equatoriale
EI	Irlande
EL	Liberia
EP	Iran
ET3	Ethiopie
F	France
FA (voir 7X)	
FB8Z	Amsterdam et St-Paul
FB8Y (voir CE9AA-AM)	
FB8W	Crozet
FB8X	Kerguelen
FB8 (v. FH8)	
FB8 (v. 5R8)	
FB8 (v. FR7)	
FC[1]	Corse
FD (voir 5V)	
FE8 (voir TJ)	
FF4 (voir TU)	
FF7 (voir 5T)	
FF8 (voir TY	
FF8 (voir TZ)	
FF8 (v. 5U7)	
FF8 (voir XT)	
FF8 (v. 6W8)	
FG7	Guadeloupe
FH8, FB8	Comores
FK8	Nouvelle Calédonie
FL8	TFAI
FM7	Martinique
FO8	Clipperton
FO8	Océanie F.
FO8M[1]	Maria Theresa
FP8	St-Pierre-et-Miquelon
FQ8 (voir TL)	
FQ8 (voir TT)	
FQ8 (voir TN)	
FQ8 (voir TR)	
FR7	Glorieuses
FR7	Juan da Nova
FR7	Réunion
FR7	Tromelin
FS7	Saint-Martin
FUB (voir YJ)	
FW8	Wallis et Futuna
FY7	Guyane F. et Inini
G	Grande-Bretagne
GC	Guernesey et dépendances
GC	Jersey
GD	Ile de Man
GI	Irlande du Nord
GM	Ecosse
GW	Pays de Galles
HA, HG	Hongrie
HB	Suisse
HB0, HE	Liechtenstein
HC	Equateur
HC8	Galapagos
HH	Haïti
HI	Rép. Dominicaine
HK	Colombie
HKØ	Bajo Nuevo
HKØ	Malpelo
HKØ	San Andrès et Providencia
HKØ (voir KS4B)	
HL, HM	Corée
HP	Panama
HR	Honduras
HS	Thaïlande
HV	Vatican
HZ, 7Z	Arabie Seoudite
I, IT	Italie
IS1	Sardaigne
JA, JR, JH, KA	Japon
JD, KG6I, KA1	Iles Ogasawara
JD, KG6I, KA1	Minami Torishima
JT	Mongolie
JX, LA/P	Jan Mayen
JY	Jordanie
JW, LA/P	Spitzberg
K, W	U.S.A.
KB6	Baker, Howland et Phœnix (US)
KC4	Ile Navassa
KC6	Iles Carolines Orient
KC6	Iles Carolines Occid.
KG1 (voir OX)	
KG4	Guantanamo bay
KG6	Guam
KG6, R, S, T	Mariannes
KH6	Hawaï
KH6	Ile Kure
KJ6	Ile Johnston
KL7	Alaska
KM6	Iles Midway
KP4	Porto Rico
KP6	Iles Palmyre, Jarvis
KR6, 8	Iles Ryukyu
KS4B/HKØ	Serrana band, Roncador Cay

KS4	Ile Swan
KS6	Samoa americain
KV4	Iles Vierges
KW6	Ile Wake
KX6	Iles Marshall
KZ5	Canal Zone
LA, LG	Norvège
LA/P (voir JX, JW)	
LA/G (v. 3Y)	
LU	Argentine
LX	Luxembourg
LZ	Bulgarie
M1[1] (voir 9A1)	
MP4B	Bahrein
MP4Q	Qatar
MP4M, VS9O	Muscat-Oman
MPAD, T	Trucial Oman
OA	Pérou
OD5	Liban
OE	Autriche
OH, OF	Finlande
OHØ	Iles Aland
OK, OM	Tchécoslovaquie
ON	Belgique
OQ5, Ø (voir 9Q5)	
OX, KG1, XP	Groenland
OY	Iles Faroe
OZ	Danemark
PA, PD, PE, PI	Hollande
PJ	Antilles Néerland.
PJ	Saint-Martin
PK (voir 8F)	
PX[1], C3	Andorre
PY	Brésil
PYØ	Fernando de Noronha
PYØ	Rochers St-Pierre et Paul
PYØ	Trindade et Martin Vaz
PZ1	Surinam
SK, SL, SM	Suède
SP, 3Z	Pologne
ST2	Soudan
SU	Egypte
SV	Crète
SV	Dodecanèse
SV	Grèce
TA	Turquie
TF	Islande
TG	Guatemala
TI	Costa Rica
TI9	Iles Cocos
TJ, FE8	Cameroun
TL	Rép. Centrafricaine

TN	Congo
TR	Gabon
TT	Tchad
TU	Côte d'Ivoire
TY	Dahomey
TZ	Mali
UA, UV, UW1-6, UN1	Russie d'Europe
UA1	Terre François J.
UA2	Kaliningrad
UA, UV, UW9-Ø	Russie d'Asie
UB5, UT5, UY5	Ukraine
UC2	Russie Blanche
UD6	Azerbaijan
UF6	Georgie
UG6	Armenie
UH8	Turkoman
UI8	Uzbek
UJ8	Tadzik
UL7	Kazakh
UM8	Kirghiz
UN1	Carelie Finl.
UO5	Moldavie
UP2	Lithuanie
UQ2	Latvie
UR2	Estonie
VE, VO	Canada
VK, AX	Australie
VK	Ile Lord Howe
VK4	Iles Willis
VK9, ZC3	Ile Christmas
VK9	Iles Cocos
VK9, C2	Nauru
VK9	Papouasie
VK9	Norfolk
VK9	Nlle Guinée
VK0 (voir CE9AA-AM)	
VKØ	Ile Heard
VKØ	Ile Macquarie
VP1	Honduras Brit
VP2K	Anguilla
VP2A	Antigua, Barbuda
VP2V	Iles Vierges Brit.
VP2D	Dominique
VP2G	Grenade
VP2M	Montserrat
VP2K	St Kitts, Nevis
VP2L	Ste Lucie
VP2S	St Vincent
VP3 (voir 8R)	
VP4 (voir 9Y4)	
VP5 (voir ZF1 et 6Y5)	
VP5	Iles Turks et Caicos
VP6 (voir 8P)	

VP7	Bahamas
VP8	Iles Falkland
VP8, LU-Z	Iles Georgia sud
VP8, LU-Z	Iles Orkney sud
VP8, LU-Z	Iles Sandwich sud
VP8, LU-Z, CE9AN-AZ	Iles Shetland sud
VP9	Bermudes
VQ1	Zanzibar
VQ2 (voir 9J2)	
VQ3 (v. 5H3)	
VQ4 (v. 5Z4)	
VQ5 (v. 5X5)	
VQ8	Agalega, St Brandon
VQ8, 3B	Ile Maurice
VQ8	Rodriguez
VQ9	Aldabra
VQ9	Chagos
VQ9	Desroches
VQ9	Farquhar
VQ9	Seychelles
VR1	Iles Phœnix Brit.
VR1	Iles Gilbert, Ellice et Ocean
VR2	Iles Fidji
VR3	Iles Fanning et Christmas
VR4	Iles Solomon
VR5	Ile Tonga
VR6	Ile Pitcairn
VS1, 9M4, 9V1	Singapour
VS1, 9M2 (voir 9M2, 4)	
VS2 (voir 9M2)	
VS4, ZCS (voir 9M6, 8)	
VS5	Brunei
VS6	Hong Kong
VS9K	Iles Kamaran
VS9H	Iles Kuria Muria
VS9A, P, S ; Ø	Yemen Sud
VS9M (v. 8Q)	
VS9O (voir MP4M)	
VU	Iles Andaman et Nicobar
VU	Indes
VU	Iles Laccadives
W (voir K)	
XE, XF, 4A	Mexique
XF4	Revilla Gigedo
XP (voir OX)	
XT	Hte Volta
XU	Cambodge
XV5 (voir 3W8)	
XW8	Laos
XZ2	Birmanie
YA	Afghanistan
YB (voir 8F)	
YI	Irak
YJ (FU8)	Nouvelle Hébrides
YK	Syrie
YN, YNØ	Nicaragua
YO	Roumanie
YS	Salvador
YU, YT	Yougoslavie
YV	Venezuela
YVØ	Ile Aves
ZA	Albanie
ZB1 (voir 9H1)	
ZB2	Gibraltar
ZC3 (v. VK9)	
ZC4 (v. 5B4)	
ZC5 (voir 9M6, 8)	
ZD1 (voir 9L1)	
ZD2 (voir 5N2)	
ZD3	Gambie
ZD5, ZS7	Swaziland
ZD6 (voir 7Q7)	
ZD7	Sainte Hélène
ZD8	Ile Ascension
ZD9	Tristan da Cunha et Gough
ZE	Rhodesie
ZF1, VP5	Iles Cayman
ZK1	Iles Cook
ZK1	Iles Manihiki
ZK2	Niue
ZL	Iles Auckland et Campbell
ZL	Iles Chatham
ZL	Iles Kermadec
ZL, ZM1-5	Nouvelle-Zélande
ZL5 (voir CE9AA-AM)	
ZM6 (voir 5W1)	
ZM7	Tokelau
ZP	Paraguay
ZS1, 2, 4, 5, 6,	Afrique du Sud
ZS2	Iles Prince Edouard et Marion
ZS3	Sud-Ouest Africain
ZS7 (v. ZD5)	
ZS8 (v. 7P8)	Botswana
ZS9, A2	Minerva
$1M_1$	Spratly
$1S_1$	Monaco
3A	
3B (voir VQ8)	
3V8	Tunisie
3W8, XV5	Vietnam

3X, (7G[1])	Guinée	8J (voir	
3Y, LA/G	Bouvet	CE9AA-AM)	
3Z (voir SP)		8P, VP6	Barbades
4A (voir XE)		8Q, VS9M	Maldives
4S7	Ceylan	8R, VP3	Guyane
4U	UIT Genève	8Z4	Arabie Séoud.
4W	Yemen		Zone neure Iraq.
4X, 4Z	Israël	8Z5 (voir 9K3)	
5A	Libye	9A1 (M1[1])	San Marin
5B4, ZC4	Chypre	9G1	Ghana
5H3, VQ3	Tanganyka	9H1, ZB1	Malte
5N2, ZD2	Nigeria	9J, VQ2	Zambie
5R8, FB8	Madagascar	9K2	Kuwait
5T	Mauritanie	9K3, 8Z5	Kuwait/Zone neutre
5U7	Niger		Ar. Séoud.
5V	Togo	9L1, ZD1	Sierra Leone
5W1, ZM6	Samoa Occ.	9M2, 4	Malaisie ouest
5X5, VQ5	Ouganda	9M4	
5Z4, VQ4	Kenya	(voir VS1)	
601, 2, 6[1]	Somali	9M6, 8	Malaisie est
6W8, FF8	Sénégal	9N1	Nepal
6Y5, VP5	Jamaïque	9Q5, OQ5, Ø	Congo
7G[1] (v. 3X)		9U5	Burundi
70 (voir VS9A)		9V1	
7P8, ZS8	Lesotho	(voir VS1)	
7Q7, ZD6	Malawi	9X5	Rwanda
7X, FA	Algérie	9Y4, VP4	Trinidad et Tobago
7Z (voir HZ)		43	Blenheim
8F, PK, YB	Indonésie	43	Geyser

1) Préfixe non officiel.

LE DROIT A L'ANTENNE D'EMISSION

Malgré le décret du 30 septembre 1963, qui prévoyait la possibilité de contraindre un propriétaire à laisser intaller une antenne réceptrice de radiodiffusion, les radioamateurs ont souvent rencontré de sérieuses difficultés, voire une opposition formelle lorsqu'ils sollicitaient l'autorisation d'installer une antenne d'émission.

Ce droit est désormais reconnu par la loi du 2 juillet 1966, publiée au journal Officiel du 3 juillet, page 5.654, dont nous publions le texte cidessous.

Il convient de signaler que l'alinéa relatif au droit des radioamateurs est dû à l'action du Réseau des Emetteurs Français.

TEXTE DE LA LOI DU 2 JUILLET 1966

Le propriétaire d'un immeuble ne peut, nonbstant toute convention contraire, même antérieurement conclue, s'opposer, sans motif sérieux et légitime, à l'installation, à l'entretien ou au remplacement, aux frais d'un ou plusieurs locataires ou occupants de bonne foi, d'une antenne extérieure réceptrice de radiodiffusion.

L'offre faite par le propriétaire, de raccordement à une antenne collective répondant aux conditions techniques fixées par arrêté du Ministre de l'Information constitue, notamment, un motif sérieux et légitime de s'opposer à l'installation ou au remplacement d'une antenne individuelle.

Toutefois, le propriétaire d'un immeuble ne peut s'opposer à l'installation, au remplacement ou à l'entretien des antennes individuelles émettrices et réceptrices, nécessaires au bon fonctionnement des stations du service amateur agréées par le Ministre des Postes et Télécommunications, conformément à la réglementation en vigueur. Les bénéficiaires sont responsables, chacun en ce qui le concerne, des travaux d'installation, d'entretien ou de remplacement et des conséquences que pourrait comporter la présence des antennes en cause.

Article 2.

Le propriétaire qui a installé à ses frais une antenne collective répondant aux conditions techniques visées à l'alinéa 2 de l'article premier, ci-dessus, est fondé à demander à chaque usager acceptant de se raccorder à cette antenne collective, à titre de frais de branchement et d'utilisation une quote-part des dépenses d'installation, d'entretien et de remplacement.

Article 3.

Le propriétaire peut, après un préavis de deux mois, raccorder les récepteurs individuels à une antenne collective et déposer les antennes extérieures précédemment installées par les locataires ou occupants de bonne foi lorsqu'il prend en charge les frais d'installation et de raccordement de l'antenne collective et les frais de démontage des antennes individuelles.

Article 4.

La présente loi est applicable aux immeubles qui se trouvent en indivision ou qui sont soumis au régime de la copropriété.

Les indivisaires, les copropriétaires et les membres de sociétés de construction peuvent, lorsqu'ils sont occupants, se prévaloir des dispositions de la présente loi.

Article 5.

La présente loi entrera en vigueur le 1er janvier 1967. Le décret n° 53987 du 30 septembre 1953 pris en vertu de la loi n° 53-611 du 11 juillet 1953, sera abrogé à cette date.

Article 6.

Un décret en Conseil d'Etat déterminera les conditions d'application de la présente loi.

BIBLIOGRAPHIE

La grande majorité des montages décrits dans cet ouvrage ont été réalisés par les auteurs, et les observations et conseils qui les accompagnent sont le fruit de leurs recherches personnelles.

Pour être complets toutefois, nous avons été dans l'obligation de nous documenter auprès de certaines revues spécialisées dans l'émission d'amateur.

Parmi ces revues, citons *Radio-Ref, Radio-Plans, Le Haut-Parleur, Radio-Electronics, Electronics World, Spérimentare, CQ Elettronica, Radiorama, Documentation Technique Thomson-Houston, COSEM, Philips, Radiotechnique.*

Nous remercions en particulier nos amis du REF qui nous ont spontanément autorisés à utiliser certains montages, fruits de leur expérimentation et de leur compétence : F2FS - F6AEE - F1ADQ - F5DV - F2RG - F8HB - F3PJ - F9QW - F1AIV - F6AGR - Ref 15678 - Ref 14315, et le Conseil d'Administration du Réseau des Emetteurs Français qui nous a autorisés à reproduire quelques descriptions parue dans Radio-Ref dont nous recommandons vivement la lecture.

Les Auteurs.



TABLE DES MATIERES

Chapitre IV

ALIMENTATIONS

CHAPITRE V

MODULATION

CHAPITRE VI

MESURES

CHAPITRE VII

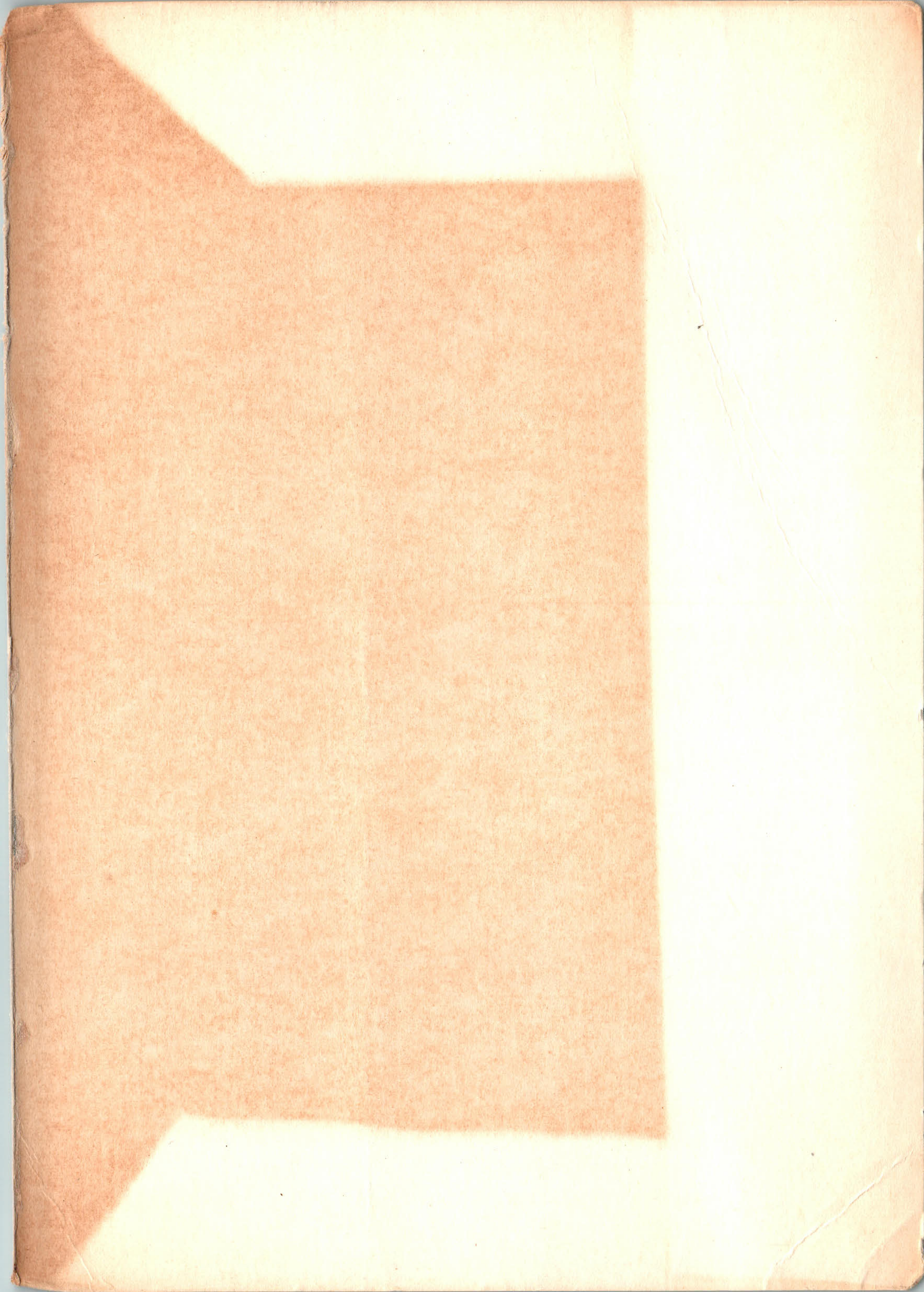
GUIDE DU TRAFIC

CHAPITRE VIII

APPENDICE

ACHEVE D'IMPRIMER
SUR LES PRESSES DE LA
SOCIETE PARISIENNE
D'IMPRIMERIE
70, rue Compans, 75019 PARIS
Dépôt légal : 2e trimestre 1974
— N° Imprimeur : 42 —
— N° Editeur : 89 —

5.000 ex.



E.T.S.F.

2 à 12, rue de Bellevue
75019 PARIS